DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE AUDIO

Norberto Guillermo Muiño

Prentice Hall

Perú • Argentina • Brasil • Chile • Colombia • Costa Rica • España • Guatemala • México • Puerto Rico • Venezuela

Datos de catalogación bibliográfica

MUIÑO, Norberto
DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE AUDIO
Primera edición. Buenos Aires, Prentice Hall - Pearson Education, 2011
ISBN: 978-987-615-096-5
Formato: 17 x 23 cm
X + 118 = 128 páginas
1. Ingeniería Electrónica. I. Muiño, Norberto
CDD621.3

Edición:
Magdalena Browne, Constanza Larrañaga
magdalena.browne@pearsoned.cl
Diseño y diagramación:
Carlos E. Capuñay R.
Diseño de portada:
Carlos E. Capuñay R.

Primera Edición, 2011

ISBN: 978-987-615-096-5

Queda hecho el depósito que dispone la ley 11.723

Impreso en Argentina por Gráfica Pinter S.A /T-Tres S.R.L
Buenos Aires, Febrero 2011.

Prentice Hall
es una marca de



Índice

PARTE 2

PARTE 3

CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES ELECTRÓNICOS

PARTE

1

Presentación

El presente libro está destinado a alumnos avanzados de nivel universitario de la carrera de ingeniería electrónica, profesionales de especialidades afines, técnicos en electrónica y técnicos superiores, y ha sido pensado con el criterio de combinar, de forma inmediata, la teoría con la práctica.

Los proyectos presentados han sido simulados sobre plataforma de software de CAD dedicado, corroborando las exigencias del diseño. Hoy en día la tendencia es a utilizar circuitos integrados de potencia entre 70W y 80W por un tema de costo, pero con limitaciones para potencias de salida mayores a 100 W. Utilizando la misma filosofía para uno de los ejemplos presentados, permiten poder realizar un proyecto para potencias de salida superiores a 100 W.

Clasificación de los amplificadores electrónicos

Existen diferentes clasificaciones para los amplificadores electrónicos, según qué variable se considere. Una posible clasificación los divide en amplificadores de señales débiles y de señales fuertes. Otra clasificación es según el nivel de frecuencia de las señales a amplificar, ya sean frecuencias de audio o videofrecuencias. Estos, a su vez, pueden ser monoetapas o multietapas, y dentro de estos últimos también pueden ser discretos, híbridos o integrados. Además, se los tiene a lazo abierto o a lazo cerrado y dentro de los anteriores se los clasifica también en balanceados y desbalanceados. Esta última clasificación es según como esté conectada su carga terminal, es decir, flotante o referida a masa. Otra clasificación se refiere a las relaciones de las variables de salida del amplificador con las variables de entrada, lo que resulta en amplificadores de tensión, corriente, transconductancia y transresistencia. Por último, según su forma de operación o trabajo se dividen en las siguientes clases: A, AB, B, C, D, E, G y H. Los últimos mencionados son muy importantes, ya que entra en juego el rendimiento de un amplificador electrónico, parámetro muy importante para un amplificador de potencia.

Se define el rendimiento porcentual como:

Ecuación 1

$$\eta\,\% = \frac{Po}{PCC} \times 100$$

en donde Po es la potencia eficaz de alterna en la carga terminal del amplificador, el cual es excitado por una señal senoidal de frecuencia igual a 1 Khz y Pcc es la potencia entregada por la fuente de alimentación a lo largo de un ciclo de la señal de entrada.

Clasificación de los amplificadores según su clase

1. **Amplificador clase A:** es aquél en el cual la intensidad de corriente de colector de señal circula durante todo el ciclo respectivo de la señal de entrada.
2. **Amplificador clase AB:** es aquél en el cual la intensidad de corriente de colector de señal circula durante menos de un ciclo respectivo de la señal de entrada y más de medio ciclo de la misma.
3. **Amplificador clase B:** es aquél en el cual la intensidad de corriente de colector de señal circula durante medio ciclo respectivo de la señal de entrada.
4. **Amplificador clase C:** es aquél en el cual la intensidad de corriente de colector de señal circula durante menos de medio ciclo respectivo de la señal de entrada. Se lo utiliza como etapa de salida de transmisores de comunicaciones.
5. **Amplificador clase D:** este tipo de amplificadores funciona de una manera diferente a los anteriores. Opera al corte y a la saturación con pulsos modulados en ancho (PWM), es decir, opera en conmutación, donde su rendimiento máximo teórico es del 100%.
6. **Amplificador clase E:** este amplificador es similar al anterior, pero funciona con dos valores de tensión de la fuente de alimentación, de manera que los mismos se adaptan automáticamente al nivel de la señal tratada.
7. **Amplificador clase G:** es el símil europeo del amplificador clase E.
8. **Amplificador clase H:** el principio de funcionamiento de este amplificador es similar al clase E, pero en este caso el valor de la fuente de alimentación es variable.

Los tipos de amplificadores que se utilizan como amplificadores de potencia de audio son los clase A, AB y B bajo la forma de tratamiento directo de la señal de entrada, es decir, en tiempo real (a diferencia de los clase D en adelante, que funcionan de manera distinta a los anteriores). Hay dos aspectos muy importantes que se deben considerar en el momento de elegir una clase de amplificador: el rendimiento y la distorsión. A priori se indica que el clase A tiene el menor rendimiento y la máxima linealidad (menor distorsión) y que el clase C tiene el mejor rendimiento, pero la peor linealidad.

Cuadro comparativo:

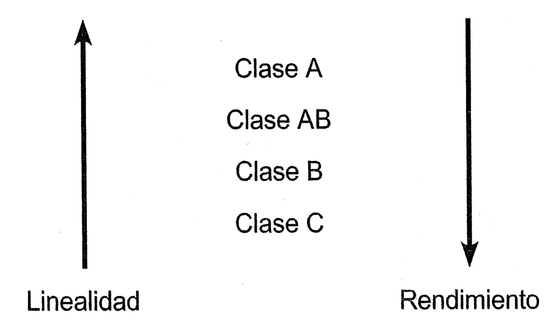
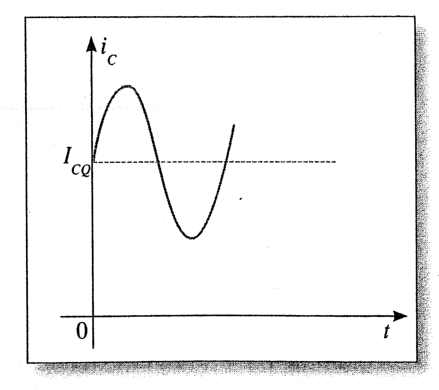


Gráfico ilustrativo del cuadro anterior

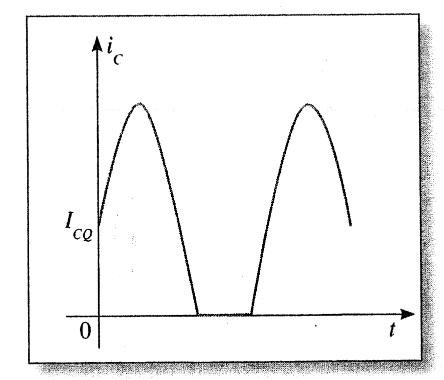
Clase A

FIGURA 1



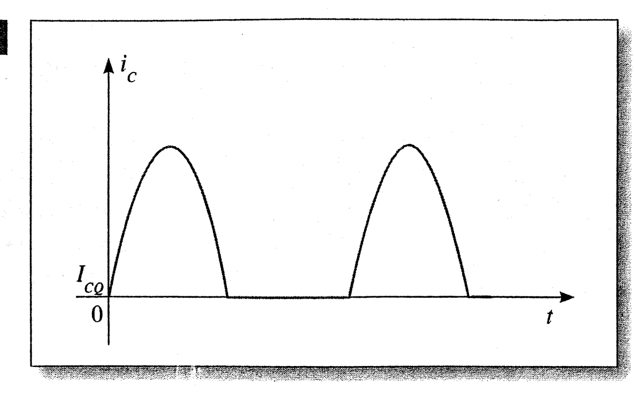
Clase AB

FIGURA 2



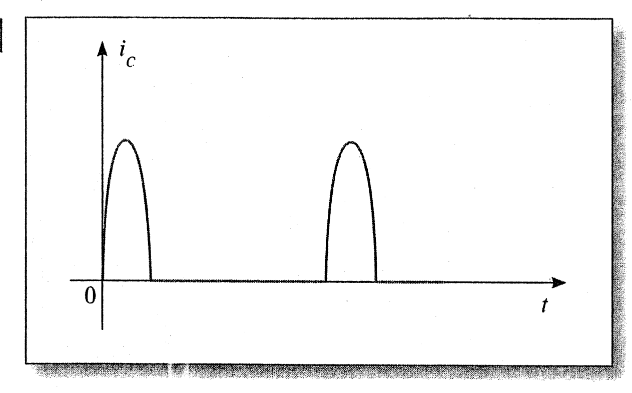
Clase B

FIGURA 3



Clase C

FIGURA 4



Distorsión

Un amplificador ideal debería funcionar de igual modo para todas las señales de distinta frecuencia y amplitud con que se lo excite, respondiendo con una señal de salida amplificada o no, y de la misma ley de variación que la señal de excitación. En la práctica no sucede lo mencionado, ya que en el proceso de amplificar una señal se produce un fenómeno de deformación de dicha señal a la salida del amplificador, es decir, la salida no es una réplica exacta a escala de la señal de excitación de entrada. Este fenómeno es conocido con el nombre de distorsión. Hay varias causas que determinan este

inconveniente, dentro de las cuales se pueden mencionar: la característica de transferencia no lineal de los dispositivos semiconductores y el tratamiento desigual de los mismos frente a señales de diferentes frecuencias y amplitudes. En base a lo descrito existen diferentes tipos de distorsión:

Distorsión de frecuencia

Una señal periódica puede ser representada o reconstruida por una suma algebraica de diferentes señales senoidales y cosenoidales de distinta amplitud y frecuencia. Se demostrará más adelante que la ganancia de un amplificador no es la misma para todas las frecuencias que componen la banda de paso de dicho amplificador, por lo tanto, habrá señales que serán más amplificadas que otras y, entonces, la señal de salida estará distorsionada respecto a la de excitación.

Distorsión de amplitud

Este tipo de distorsión se debe a una amplificación diferente para señales de excitación de distinta amplitud. Esto ocurre debido a que los dispositivos activos tienen una característica de transferencia no lineal, amplificando más las señales de menor amplitud que las de mayor amplitud, en particular dependiendo de las características del hFE del transistor en cuestión. Este tipo de distorsión se denomina no lineal, y se la puede disminuir considerablemente mediante el empleo de realimentación negativa y la utilización de transistores que posean una transferencia casi constante del hFE en su entorno de trabajo sobre dicha curva.

Distorsión armónica

Esta distorsión se encuentra presente en todo tipo de amplificadores y es especialmente indeseable en los amplificadores de audio. La misma se debe a las características dinámicas no lineales de los dispositivos activos, generándose a la salida de éstos señales de diferente frecuencia (armónicas de la fundamental) que se suman a la de la señal excitación, lo que causa una deformación en la señal de salida. Esta última no es una réplica exacta a escala de la señal de entrada o, dicho de otro modo, la señal de salida no es directamente proporcional a la señal de entrada.

La distorsión armónica total se calcula de la siguiente manera:

Ecuación 2 $$DA\% = \frac{\sqrt{[(A2)^2 + (A3)^2 + (A4)^2 + ... + (An)^2]}}{A1} \times 100$$

En donde A1 es la amplitud de la componente fundamental y A2, A3, etcétera, son las amplitudes relativas de las armónicas segunda, tercera, etcétera, respectivamente. Cuanto menor sea el valor de la distorsión armónica, mejor será la calidad del amplificador en cuestión.

Distorsión de fase

Este fenómeno se presenta también en todos los amplificadores y se debe al tiempo de propagación de la señal de entrada en cada una de las etapas que componen el amplificador en cuestión. Dicho tiempo es diferente para señales de distintas frecuencias, lo que se traduce en cada señal en particular con un desfasaje distinto. Si la señal de entrada es una poliarmónica, su reconstrucción a la salida del amplificador se encontrará distorsionada respecto de la señal original debido a este fenómeno. El problema se agrava si el amplificador se encuentra realimentado negativamente y el nivel de frecuencia de operación es elevado. Tanto ésta como la distorsión de frecuencia se producen simultáneamente y tienen su origen en la presencia de componentes reactivos parásitos en los dispositivos activos.

Distorsión por intermodulación

Esta distorsión se produce cuando un amplificador es excitado por dos señales de diferente frecuencia y, a la salida de éste, se producen señales que pueden ser armónicas o no de las anteriores, como por ejemplo, la suma o la diferencia de las frecuencias o de sus respectivas armónicas (f1+f2, f1–f2, 2f1 + 2f2, 2f1 – 2f2, etcétera). Tanto la distorsión armónica como la por intermodulación tienen su origen en las mismas causas: la no linealidad de los dispositivos activos y la velocidad de respuesta de los mismos. En el caso particular de esta última también influye el número de etapas del amplificador de potencia y la constitución de la red de realimentación negativa.

Diferencia entre un amplificador de señales débiles y uno de señales fuertes

Los amplificadores clase A son aquellos que poseen polarización y operan en la región activa para todo el ciclo de la señal de entrada. Son indispensables para el tratamiento de señales débiles y en este caso su rendimiento no interesa especialmente, ya que el nivel de potencia de salida que se maneja es bajo a muy bajo. En presencia de un amplificador de señales débiles para el caso de un transistor bipolar se tiene que:

Ecuación 3 $$ic = Isi\, e^{(V_{BE} + vi)/V_T} = Isi\, e^{(V_{BE}/V_T)}\, e^{(vi/V_T)} = Ic\, e^{(vi/V_T)}$$

ic = componente total de la corriente de colector (continua + alterna)

Isi = corriente de saturación inversa

V_{BE} = tensión de corriente continua de la juntura base-emisor

v_i = tensión de corriente alterna de la juntura base-emisor

V_T = 25 mV a temperatura ambiente

i_c = componente alterna

Para $V_T > v_i$ se puede desarrollar en serie de potencias, el término:

Ecuación 4 $$e^{(v_i/V_T)} = (1 + vi/V_T + 0,5\,(vi/V_T)^2 + 1/6\,(vi/V_T)^3 + ...),$$

y reemplazando

Ecuación 5 $$ic = Ic\,(1 + vi/V_T + 0,5\,(vi/V_T)^2 + (1/6)(vi/V_T)^3 + ...)$$

Ecuación 6 $$i_c = ic - Ic = Ic\,((1 + vi/V_T + 0,5\,(vi/V_T)^2 + (1/6)\,(vi/V_T)^3 + ... - 1)$$

y si $V_T >> vi$, se tiene prácticamente que:

$$ic = Ic\, vi/V_T = gmvi, \text{ ya que } Ic/V_T = gm.$$

Hay que recordar que vi es la señal de entrada (valor pico) desarrollada sobre la resistencia dinámica de entrada del transistor. Cuantitativamente v_i debe ser menor a 25 mV en amplitud pico. Si vi es igual a 10 mV, el error que se comete es menor al 10%. Entonces, señales de valor pico iguales o mayores a 25 mV que se aplican sobre la resistencia dinámica de entrada del transistor, determinan un amplificador de señales fuertes.

Potencia entregada por la fuente de alimentación

La potencia media entregada o disipada por un elemento genérico es:

Ecuación 7 $$P = \frac{1}{T}\int_0^T v_T\, i_T\, dt$$

v_T = valor instantáneo total de las tensiones puestas en juego

i_T = valor instantáneo total de las corrientes puestas en juego

$v_T = Vme + v(t)$ e $i_T = Ime + i(t)$ o también corresponde a:

$v_T = Vcc + v(t)$ e $i_T = Icc + i(t)$

Con los subíndices –me– se representan los valores medios de las señales y con los subíndices –cc– se representan los valores de las señales continuas. v(t) e i(t) son componentes alternas de valor medio nulo.

Para el caso particular de una fuente de alimentación:

$$v_T = Vcc,\ e\ i_T = (I_{CQ} + I_{BQ}) + ic(t) = (I_{CQ} + I_{BQ}) + Ic\ sen\ (t)$$

Para el caso de un emisor común con polarización I_{CQ} = constante:

Ecuación 8 $$Pcc = \frac{1}{T}\int_0^T Vcc\ (I_{CQ} + I_{BQ}) + Ic\ sen\ (t))dt$$

$$Pcc = \frac{1}{T}[\int_0^T Vcc\ (I_{CQ} + I_{BQ})\ dt + \int_0^T Ic\ sen\ (t)\ dt]$$

$$Pcc = \frac{1}{T}[Vcc\ (I_{CQ} + I_{BQ})\int_0^T dt + Ic\int_0^T sen(t)dt]$$

La segunda integral definida es nula, por lo tanto, se obtiene que:

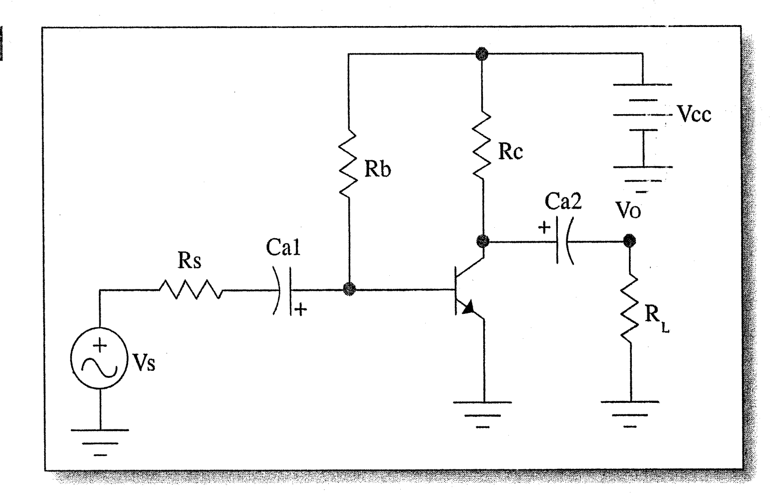
Ecuación 9 $$Pcc = Vcc\ (I_{CQ} + I_{BQ}) = Vcc\ I_{EQ}$$

Para generalizar en esta última expresión, I_{EQ} engloba la intensidad de corriente continua total del circuito.

Rendimiento de un amplificador clase A con carga resistiva

Se considerará un amplificador en emisor común del tipo I_{BQ} = constante.

FIGURA 5



El rendimiento máximo teórico se calcula idealizando el transistor (Vcesat = 0).

Ecuación 10 $$\eta\% = \frac{Po}{Pcc} \times 100 = \frac{(Ic\ Vce)/2}{Vcc(I_{CQ} + I_{BQ})} \times 100$$

El numerador representa el área sombreada del triángulo rectángulo (Fig. 6), recordando que la potencia eficaz de salida es:

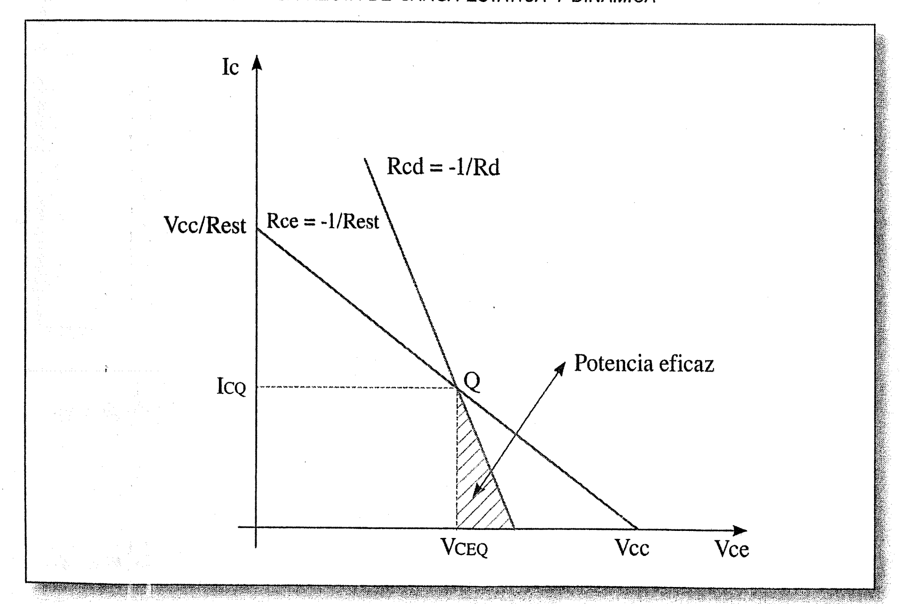
Ecuación 11 $$Po = \frac{Ic}{\sqrt{2}}\frac{Vce}{\sqrt{2}} = \frac{Ic\ Vce}{2}$$

En el gráfico siguiente se evidencia que para aumentar el área del triángulo debe disminuir la pendiente de la recta de carga dinámica. Esto se logra aumentando el valor de R_L, pero el límite es cuando $R_L \rightarrow \infty$, es decir, coincide la pendiente de la recta de carga estática con la pendiente de la recta de carga dinámica. Dicho de otra manera, la resistencia total de la malla de salida es la misma para el circuito estático que para el dinámico. Además, se considera que $V_{CEQ} = V_{CC}/2$, $I_C = I_{CQ}$ y se reemplaza en la expresión del rendimiento.

Ecuación 12 $$\eta\% = \frac{Po}{Pcc} \times 100 = \frac{(I_{CQ}\,Vcc)/4}{Vcc\,(I_{CQ} + I_{BQ})} \times 100 = 25\%$$

$\eta\% \approx 25\%$ (con $Vcesat = 0$, $h_{FE} \geq 100$ y $R_L \rightarrow \infty$) y, además, sin estabilidad en la polarización. Este rendimiento idealizado tiene limitaciones importantes. La principal es que no admite resistencia de carga terminal (R_L). Un rendimiento típico real de este tipo de amplificador es menor o igual al 10%.

FIGURA 6 *Gráfico de la recta de carga estática y dinámica*



Rendimiento de un amplificador clase A con carga inductiva

Anteriormente, se determinó que para aumentar el rendimiento se hacía coincidir la recta de carga dinámica con la recta de carga estática, por lo tanto, si se logra disminuir aún más la pendiente de la recta de carga dinámica respecto de la estática, el rendimiento se incrementa, Sin embargo, para realizar esto debe suceder que Rd sea mayor que Rest (de la malla de salida del transistor). Para lograr lo anterior, se debe recurrir al empleo de carga inductiva, es decir, en el caso de una etapa emisor común se reemplaza la Rc por un inductor o un transformador.

Utilizando también la configuración de emisor común se presentan los circuitos de las **Figuras 7** y **8**:

FIGURA 7

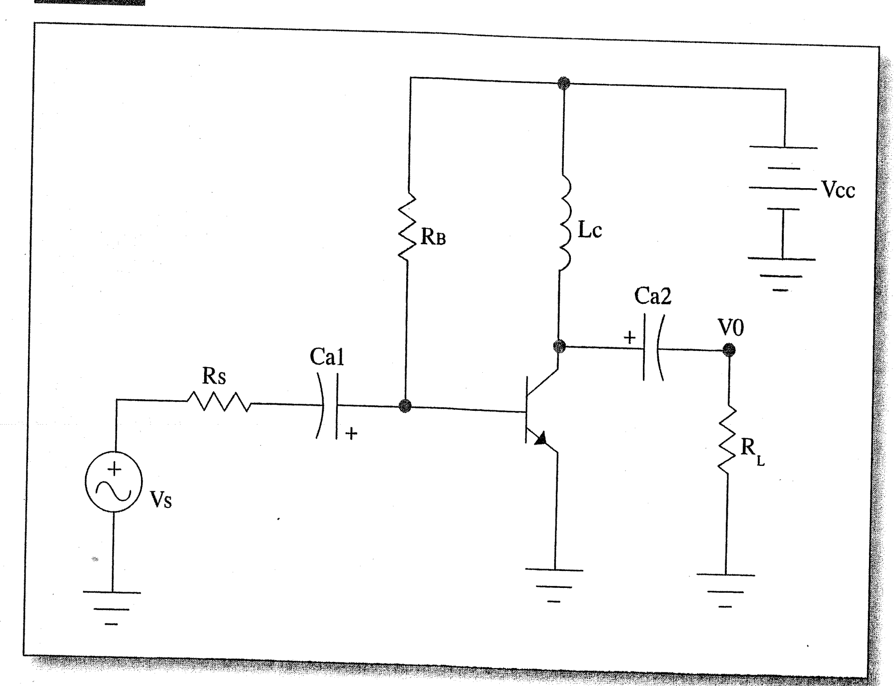
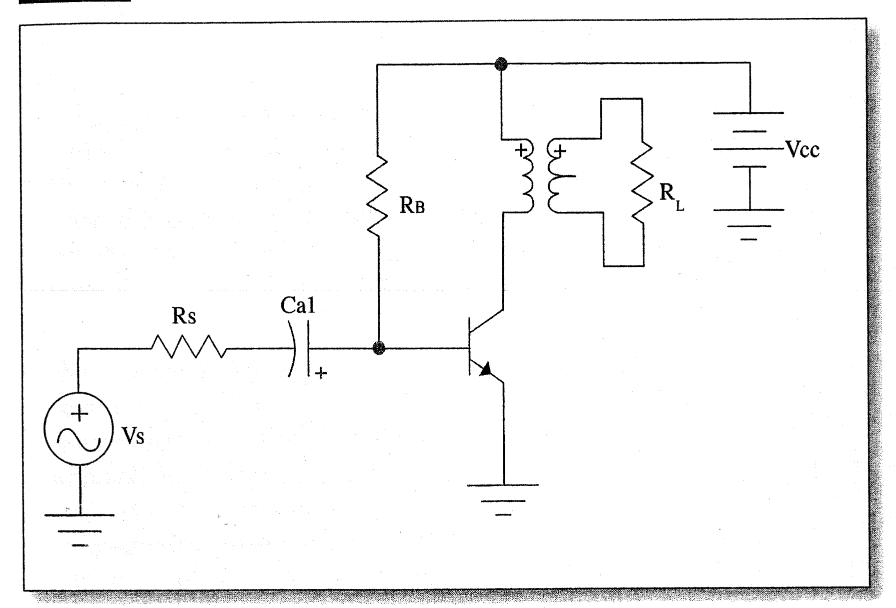


FIGURA 8



La resistencia estática de la malla de salida para el primer circuito se resume en la resistencia óhmica del arrollamiento del inductor, la cual es de pequeño valor (Rest = Rbobinado). Dinámicamente XLc debe ser mucho mayor que R_L a la menor frecuencia de trabajo u operación, de tal manera que el paralelo es dominado por R_L y, por lo tanto, la carga dinámica es casi constante para todo el rango de frecuencias de operación. La limitación de esta topología radica en que R_L no puede ser de bajo valor, ya que esto implicaría una muy baja amplificación. Por esta situación se recurre al uso de un transformador cuando la R_L es de bajo valor, de tal manera que la carga total que ve el colector del transistor respecto de masa es:

Ecuación 13 $$r_o \,//\, (n^2 R_L) \approx n^2 R_L$$

Generalmente, se tiene como carga terminal (R_L) a la de un parlante (4Ω, 8Ω, etcétera); n es la relación de transformación e igual a V1/V2 o I2/I1, siendo V1 la tensión del primario, V2 la tensión del secundario y así análogamente.

Cabe destacar que en este tipo de amplificadores el punto Q se encuentra muy cerca de la zona de corte, es decir, V_{CEQ} está cerca de Vcc. Además, según el nivel de requerimiento del valor de la fuente de alimentación, el transistor debe llevar protección contra sobretensiones; habitualmente un diodo en inversa entre colector y emisor. Considerando el caso ideal se tiene que:

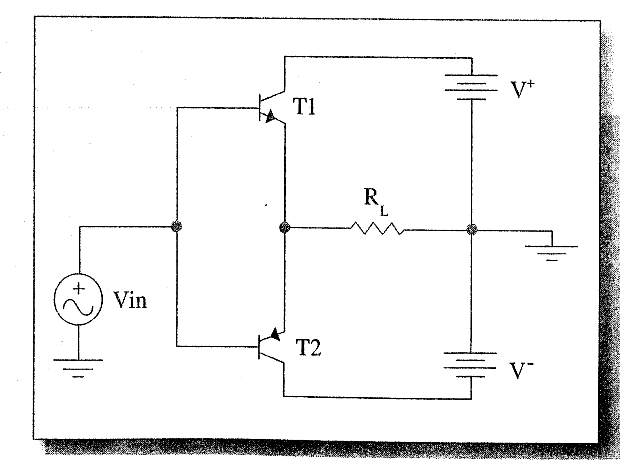
$$\eta\% = \frac{Po}{Pcc} \times 100 = \frac{(I_{CQ}\, Vcc)/2}{Vcc\,(I_{CQ} + I_{BQ})} \times 100 \approx 50\%$$

Con $V_{CEsat} = 0$, $h_{FE} \geq 100$ y, además, sin estabilidad en la polarización. Entonces, el rendimiento real de este tipo de amplificador está por debajo del 50%.

Amplificadores de simetría complementaria

En el diseño actual se trata de evitar los inductores y, en menor medida, los transformadores; por ser voluminosos, pesados y, en ciertos casos, costosos. Por tal motivo se trata de evitar el empleo de amplificadores clase A con carga inductiva, salvo aplicaciones muy sencillas como es el caso de intercomunicadores domiciliarios. A continuación se presentará una configuración circuital que no utiliza transformador ni inductor, y que posee un rendimiento muy superior al clase A con carga inductiva. Se trata de los amplificadores de simetría complementaria, como los muestra el circuito de la **Figura 9**.

FIGURA 9

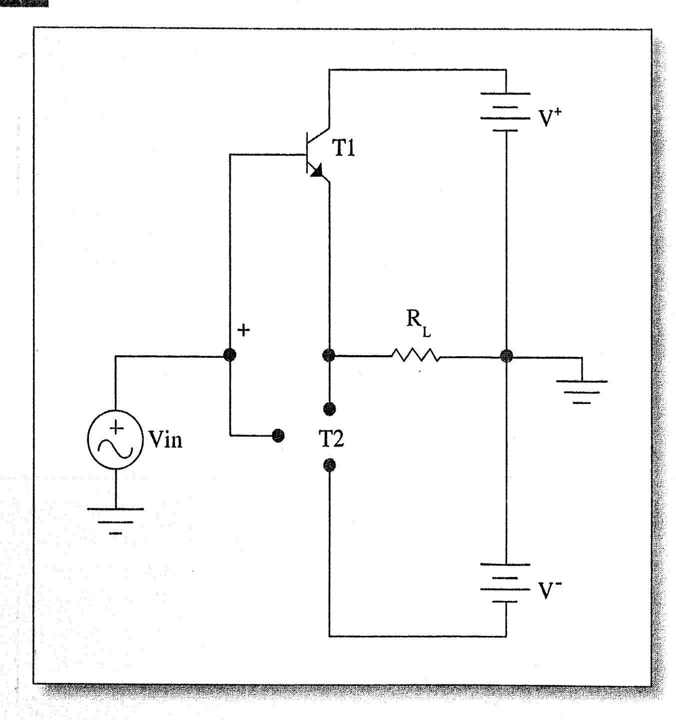


Básicamente está compuesto por dos transistores: uno NPN y el otro PNP, los cuales deben ser complementarios. Esto significa que deben tener características similares y pueden operar con fuente partida o fuente única.

Funcionamiento considerando el semiciclo positivo de la señal de entrada

Considerando el semiciclo positivo de la señal de entrada sucede lo siguiente: el transistor que conduce es el NPN y el PNP se encuentra cortado, consumiendo potencia solamente de la fuente positiva (V+). De lo descrito se puede apreciar que mientras un transistor trabaja, el otro descansa, por lo tanto, T1 trabaja en la configuración colector común. Las características principales de esta configuración son: presentar una baja impedancia de salida y una alta de entrada, poseer una amplificación de corriente, y tener una amplificación de tensión menor a la unidad (casi la unidad). Lo mencionado anteriormente está ejemplificado en el circuito de la **Figura 10**.

FIGURA 10

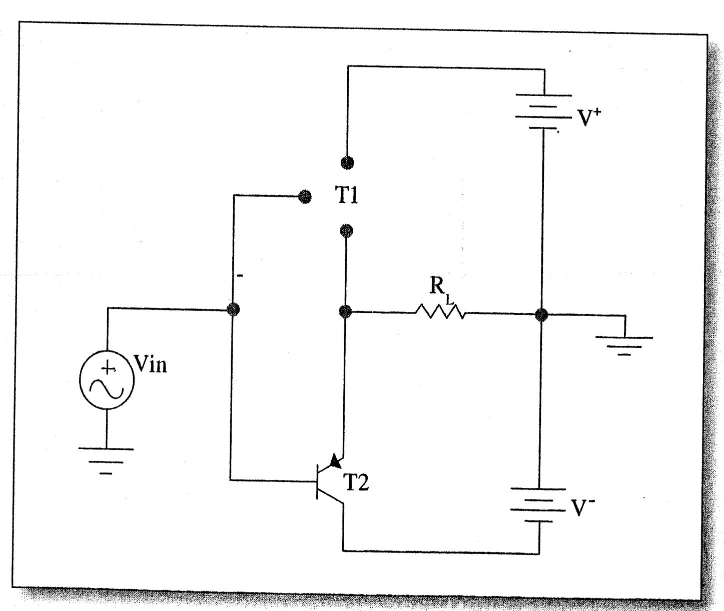


Funcionamiento considerando el semiciclo negativo de la señal de entrada

Considerando el semiciclo negativo de la señal de entrada sucede lo siguiente: el transistor que conduce es el PNP y el NPN se encuentra cortado, consumiendo potencia solamente de la fuente negativa (V-). Entonces, T2 también trabaja en la configuración colector común, de tal forma que el nombre de simetría complementaria deriva del funcionamiento alternativo de los transistores de salida, es decir, se complementan en su trabajo, el cual debe ser idéntico o simétrico para cada semiciclo.

Es muy importante destacar que cada transistor consume potencia de la fuente respectiva cuando tiene la excitación correspondiente en su entrada, por lo tanto, en ausencia de señal a la entrada de la etapa, ambos transistores se encuentran al corte. De esta manera no hay consumo de potencia en las respectivas fuentes de alimentación. Lo mencionado anteriormente, vislumbra un mejor rendimiento que el clase A, ya que este último siempre consume potencia de la fuente de alimentación, con o sin señal de excitación. El circuito de la **Figura 11** ejemplifica el funcionamiento de la etapa para el semiciclo negativo de la señal de excitación de entrada.

FIGURA 11



Rendimiento máximo teórico de un amplificador de simetría complementaria (clase B)

Como se vio anteriormente el rendimiento porcentual de un amplificador se define como:

$$\eta\% = \frac{Po}{Pcc} \times 100 =$$

$$Po = \frac{(Vomax)^2}{2R_L} =$$

Pcc = Pcc 1 + Pcc 2

Ecuación 14 $Pcc\ 1 = \frac{1}{T}\int_0^T (V^+)\ Ic\ sen(t)\ dt$

Como cada una de las fuentes opera durante medio ciclo de la señal de entrada, la integral la expresaremos de la siguiente manera:

Ecuación 15 $Pcc\ 1 = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\pi} (V^+)\ Ic\ sen(\omega t))\ d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} (V^+)0\ d\omega t\right]$

Se considera un caso particular donde t = T (período), de tal forma que $\omega t = \omega T$; pero hay que recordar que ωt es un ángulo y en el caso particular $\omega T = 2\pi$, por lo tanto, se modificaron los límites de integración y la variable de integración (dt por $d\omega t$). Volviendo a la última expresión, se tiene que la segunda integral es nula, ya que no hay circulación de corriente de colector. Entonces se resuelve que:

$$Pcc\ 1 = \frac{1}{2\pi}(V^+)\ Ic \int_0^{\pi} sen\ (\omega t)\ d\omega t$$

La última integral definida da como resultado 2, entonces se tiene que:

$$Pcc\ 1 = \frac{(V^+)\ Ic}{2\pi}\ 2 = \frac{(V^+)\ Ic}{\pi}$$

pero Ic = Iomax e $Iomax = \frac{Vomax}{R_L}$

El máximo valor de $Vomax = (V^+) - V_{CEsat1}$, dado que se está idealizando este cálculo, se considerará $V_{CEsat1} = V_{CEsat2} = 0V$, es decir, se está idealizando los transistores. A continuación se calcula:

Pcc = Pcc 1 + Pcc 2; pero como el funcionamiento es simétrico se tiene que Pcc 2 = Pcc 1

Entonces Pcc = 2 Pcc 1

$$PCC = \frac{2(V^+)\ Vomax}{\pi\ R_L} = \frac{2\ (V^+)^2}{\pi\ R_L}$$

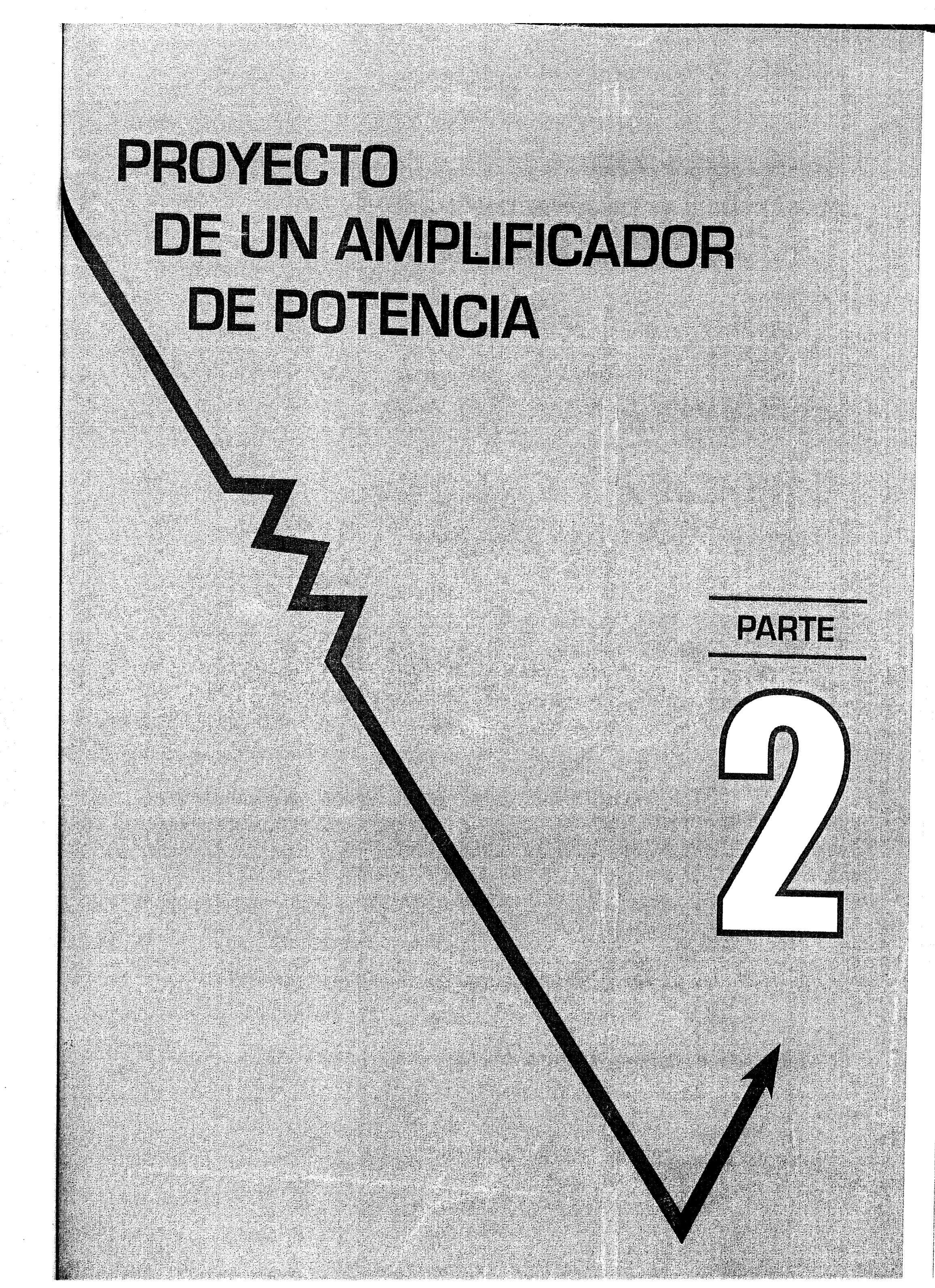
$$\eta\ \% = \frac{Po}{Pcc} \times 100$$

Ecuación 16

$$\eta\ \% = \frac{(Vomax)^2/2R_L}{2(V^+)^2/\pi R_L} \times 100 = \frac{(V^+)^2/2R_L}{2(V^+)^2/\pi R_L} \times 100 = \frac{\pi}{4} \times 100$$

η % = 78,54%

Se debe recordar que este resultado es el máximo teórico, ya que en la práctica, el η% se encuentra en el orden del 55% al 60%. Esto ocurre porque los transistores de salida no operan en clase B, sino en AB, es decir, se les hace circular una pequeña corriente continua de colector para eliminar la distorsión por cruce, producto de las tensiones V_{BE} de los transistores de salida, a las cuales hay que vencer.


PROYECTO
DE UN AMPLIFICADOR
DE POTENCIA
PARTE
2

Proyecto de un amplificador de potencia

Consideraciones generales

Los proyectos más interesantes son los considerados "abiertos", los cuales se caracterizan por contar con los datos indispensables y por no poseer restricciones. Para el caso del proyecto o diseño de un amplificador de potencia de audio se deben tener en cuenta los siguientes puntos:

1. Potencia eficaz de salida sobre la carga terminal (Po)
2. Carga terminal, parlante o combinación de los mismos (R_L)
3. Ancho de banda, específicamente fcsf y fcif
4. Impedancia de entrada del amplificador
5. Sensibilidad
6. Factor de *Damping*
7. Porcentaje máximo de distorsión armónica admisible
8. Tipo de arquitectura circuital a utilizar

El punto 6 se considera para los amplificadores de potencia del tipo Hi-Fi, los cuales son los mejores de la especie.

El punto 7 es muy importante, ya que establece una restricción considerando que en el caso de un amplificador Hi-Fi, la THD% (*Total Harmonic Distortion*) debe ser menor al 0,1%.

El punto 8 influye en el nivel de la potencia de salida y el compromiso económico que conlleva el proyecto. Los amplificadores más sencillos poseen tres etapas, y los más elaborados y caros, hasta cinco o seis etapas.

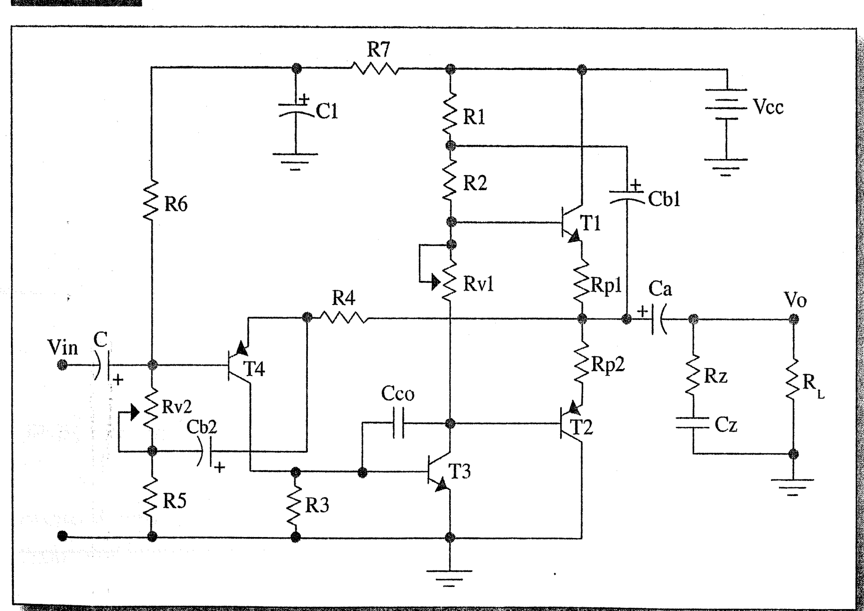
Proyecto Nº 1

Po	=	15 W (RMS)	S	=	0,4 V (RMS)	fcif	≤	20 Hz
Rl	=	8Ω	fcsf	≥	80 KHz	Riaf	≥	90 KΩ

La sensibilidad S es el nivel de la tensión de entrada (RMS) que permite obtener la potencia máxima sobre la carga terminal estipulada en el proyecto. La elección del circuito depende de lo mencionado anteriormente y, además, de la experiencia propia del proyectista. Para este diseño se sugiere el circuito de la **Figura 12**, el cual consta de tres etapas:

1. Etapa de salida clase AB de simetría complementaria
2. Etapa excitadora clase A
3. Etapa de entrada o preexcitadora clase A

FIGURA 12



Comienzo del proyecto

Cálculo de Vomax

$$Po = \frac{(Voef)^2}{R_L};\ Voef = \frac{Vomax}{\sqrt{2}},\ \text{de tal forma que } Po = \frac{(Vomax)^2}{2R_L}$$

Ecuación 17 Despejando $Vomax = \sqrt{2\ Po\ R_L} = \sqrt{(2\ 15W\ 8\Omega)} = 15{,}4919\ V$

Cálculo de Voef máxima

$$Voef = \frac{Vomax}{\sqrt{2}} = \frac{15{,}4919\ V}{\sqrt{2}} = 10{,}9545\ V$$

Cálculo de Iomax

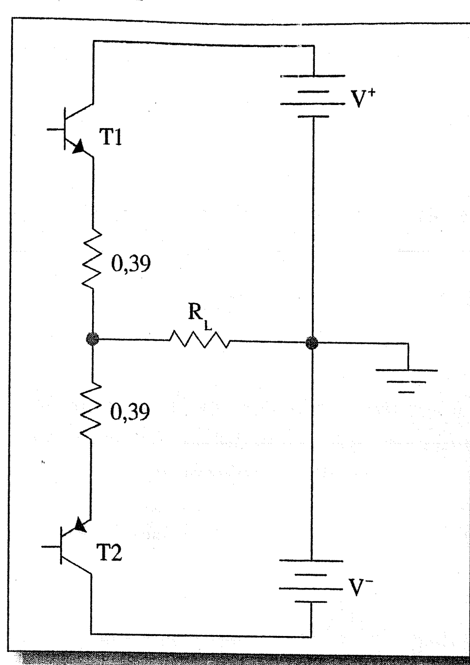
$$Iomax = \frac{Vomax}{R_L} = \frac{15{,}4919\ V}{8\Omega} = 1{,}9365\ A$$

Adopción del valor de Rp1 = Rp2

Tanto Rp1 como Rp2 tienen como función brindar protección térmica a los transistores de salida, ya que se tratan de resistores del tipo PTC (aumenta su resistencia con el aumento de la temperatura). Rp1 protege a T1 y Rp2 a T2, pero, a su vez, su presencia en el circuito provoca una pérdida de potencia que va en perjuicio del rendimiento del amplificador. Cuanto mayor es el valor de las Rp, mayor es la protección térmica y menor el rendimiento; por lo tanto, se considera un valor máximo igual al 10% del valor de R_L y un valor mínimo igual al 5% de R_L. Para nuestro proyecto Rp1 = Rp2 deben estar comprendidas entre 0,4Ω y 0,8Ω; teniendo presente que 5% $R_L \leq Rp \leq 10\%\ R_L$, de tal forma que se adopta Rp1 = Rp2 = 0,39Ω (valor comercial) ≈ 0,4Ω. Además, se debe calcular su disipación = $(Iomax / 2)^2$ Rp1 = $(1{,}9365 / 2)^2$ 0,39Ω = 0,36563W, valor comercial 0,5 W. Es necesario recordar que cada transistor opera durante casi medio ciclo, por lo tanto, la corriente eficaz para esta situación es Iomax/2.

Cálculo de la fuente de alimentación

FIGURA 13



En este caso se utiliza fuente partida con el sólo propósito de facilitar el cálculo. Cabe destacar que el uso de fuente partida mejora la respuesta en baja frecuencia, ya que no se requiere del capacitor de acoplamiento de salida. El próximo proyecto es con fuente partida.

Se debe cumplir que:
$V^- + V^+ = Vcc$.
La sencillez se basa en calcular una sola de las fuentes.

Suponiendo que se opera con el transistor T1, es decir, si se considera el semiciclo positivo de la señal de entrada a este transistor y con máxima señal, se tiene que:

$V^+ = V_{CEsat1} + Iomax\,(R_L + Rp1) = V_{CEsat1} + 1{,}9365\ A\ 8{,}39\Omega$
$= V_{CEsat1} + 16{,}247V$

Al no tener seleccionados los transistores de salida, V_{CEsat1} y V_{CEsat2} son incógnitas. No obstante, se puede salvar este inconveniente adoptando criteriosamente dicho parámetro, como se detalla a continuación. A los transistores bipolares se los puede dividir en tres categorías según el nivel de potencia en que trabajan:

1. Baja potencia
2. Mediana potencia
3. Alta potencia

Los del grupo 1 son los de encapsulado plástico tipo TO-92, SOT 54, los cuales trabajan sin exigencia de disipación de potencia; tal es el caso de los BC 547/549, los 2A98, etcétera. En este grupo estadísticamente las V_{CEsat} están comprendidas entre 0,2 V y 0,5 V.

Los del grupo 2 tienen un encapsulado tipo TO 220, SOT 32, donde el colector del transistor se encuentra conectado o adosado a una lámina de metal y el conjunto también posee un encapsulado plástico. Como ejemplo de este grupo se pueden citar los transistores BD 437/438, TIP 31C, etcétera. En este grupo las V_{CEsat} se encuentran comprendidas entre 0,5V y 1V.

Finalmente, los del grupo 3 son los de encapsulado totalmente metálico caso TO 3. Ejemplos de estos transistores son los MJ 15001/2, 2N 3055, etcétera; o los de encapsulado tipo TIP, los cuales son híbridos; es decir, parte metálica y parte plástica, como son los TIP 2955, TIP 3055, etcétera. En este grupo las V_{CEsat} se encuentran comprendidas entre 1 V y 2,5 V. Cabe destacar que las V_{CEsat} se incrementan con el aumento de Ic.

Los transistores de salida de este primer proyecto se encuentran en el segundo grupo, por lo tanto, se adopta la V_{CEsat} en 1V.

Ecuación 18

$$V^+ = V_{CEsat1} + 16{,}247V = 1V + 16{,}247V = 17{,}247V$$

$$Vcc = 2V^+ = 2 * 17{,}247V = 34{,}494\ V$$

En este punto se debe normalizar el valor obtenido recientemente y llevarlo a 35V siempre hacia arriba, nunca se lo debe disminuir. Cabe destacar que este proyecto es una primera e importante aproximación a lo que será el amplificador final. Se debe recordar que una vez seleccionados los transistores de salida hay que verificar las correspondientes V_{CEsat} y, de ser necesario, se puede aumentar la Vcc.

Selección de los transistores de salida (par complementario)

Para este fin se debe tener en cuenta lo siguiente:

1. Icmax
2. BVceo
3. PDmax
4. h_{FE}

Para el primer punto se tiene que $I_{cmax} \approx I_{omax} = 1{,}9365$ A ($I_{omax} = I_{emax}$). Es obvio que el transistor a elegir debe tener una Icmax superior a este valor de 1,9365 A, es decir, el valor determinado en principio es el piso. Más adelante se justificará este criterio.

En el segundo punto hay que tener presente que cuando un transistor conduce, el otro se encuentra al corte, por lo tanto, BV_{CEO} es mayor que Vcc. Tomando un coeficiente de seguridad se puede adoptar que $BV_{CEO} \geq Vcc/0{,}75$ y $BV_{CEO} \geq 35 / 0{,}75 = 46{,}666$ V.

Cálculo de la potencia disipada máxima por los transistores de salida:

a) Para el caso de fuente única se considera un solo transistor, ya que para el otro el resultado es idéntico.

La potencia disipada instantánea en el transistor es:

$$p_{dt}(t) = i_c(t)\, v_{CE}(t)$$

Esta fórmula no brinda la información necesaria, ya que puede tomar distintos valores e incluso puede ser nula. Lo importante es determinar la potencia media disipada a lo largo de un ciclo o período de trabajo de un transistor, puesto que se debe tener presente que cada uno de los transistores trabaja durante medio ciclo de la señal de entrada mientras el otro descansa.

Ecuación 19 $$P_{DAV} = \frac{1}{T}\int_0^T v_{CE}(t)\, i_c(t)\, dt$$

$V_{CE}(t)$ = Continua + alterna = valor total

$i_c(t)$ = Continua + alterna = valor total

$$P_{DAV} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_{CE}(\omega t)\, i_c(\omega t)\, d\omega t$$

$i_c(t) = I_{cmax} \operatorname{sen}(\omega t)$, porque la componente de corriente continua es muy pequeña y, por lo tanto, despreciable. Además, se debe recordar que:

$I_{cmax} \approx I_{omax} = V_{omax}/R_L$

$v_{CE}(t) = v_{C-T}(t) - v_{E-T}(t)$

$v_{C-T}(t)$ = Tensión total de colector respecto de tierra

$v_{E-T}(t)$ = Tensión total de emisor respecto de tierra

$v_{C-T}(t) = Vcc$

$v_{E-T}(t) = (Vcc/2) + V_{omax} \operatorname{sen}(\omega t)$

de tal forma que:

$v_{CE}(t) = Vcc - [Vcc/2 + V_{omax} \operatorname{sen}(\omega t)]$

$v_{CE}(t) = Vcc/2 - V_{omax} \operatorname{sen}(\omega t)$

$$P_{DAV} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{2\pi} \frac{[[Vcc/2 - V_{omax} \operatorname{sen}(\omega t)]V_{omax} \operatorname{sen}(\omega t)]d\omega t}{R_L}\right] =$$

$$P_{DAV} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{2\pi} \frac{[(Vcc/2)V_{omax} \operatorname{sen}(\omega t) - V^2_{omax} \operatorname{sen}^2(\omega t)]\, d\omega t}{R_L}\right]$$

Se debe tener en cuenta que las integrales se deben calcular entre los límites 0 y π, ya que entre π y 2π las mismas son nulas debido a que no hay circulación de la corriente de colector del transistor considerado.

$$P_{DAV} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\pi} \frac{[Vcc/2\ V_{omax} \operatorname{sen}(\omega t)]\, d\omega t}{R_L} - \int_0^{\pi} \frac{[V^2_{omax} \operatorname{sen}^2(\omega t)]\, d\omega t}{R_L}\right] =$$

$$\frac{1}{2\pi}\left[\left[\frac{[Vcc\ V_{omax}]}{2R_L}\int_0^{\pi} \operatorname{sen}(\omega t)\, d\omega t\right] - \left[\frac{V^2_{omax}}{R_L}\int_0^{\pi} \operatorname{sen}^2(\omega t)\, d\omega t\right]\right]$$

La primera integral es igual a 2 y la segunda es igual a $\pi/2$.

Ecuación 20 $$P_{DAV} = \frac{Vcc\ V_{omax}}{2\pi R_L} - \frac{V^2_{omax}}{4R_L}$$

Como se puede observar la P_{DAV} es función de la amplitud de la tensión de salida, la cual hemos llamado Vomax, ya que todo lo demás es constante. Entonces, se debe determinar si la función posee un máximo, para lo cual se deriva la función respecto de Vomax y se iguala a cero. Si se encuentra un valor que anule esta derivada, se puede estar ante la presencia de un máximo o de un mínimo, por lo que se debe calcular la segunda derivada y analizar su signo. Si el signo es positivo, se trata de un mínimo y si es negativo tenemos un máximo.

$$\frac{dP_{DAV}}{dV_{omax}} = 0$$

Ecuación 21 $$\frac{Vcc}{2\pi R_L} - \frac{Vomax}{2R_L} = 0$$

y resolviendo se tiene que: $Vomax = \frac{Vcc}{\pi}$

A continuación se calculará la segunda derivada y se analizará su signo.

$$\frac{d^2 P_{DAV}}{d V^2omax} = -\frac{1}{2 R_L}$$

Como el signo es negativo el valor hallado de Vcc/π corresponde a un máximo de la P_{DAV}. Reemplazando a Vomax por Vcc/π se tiene que:

Ecuación 22 $$P_{DAV}max = \frac{V^2 cc}{2\pi^2 R_L} - \frac{V^2 cc}{4\pi^2 R_L} = \frac{V^2 cc}{4\pi^2 R_L}$$

Como las fuentes de alimentación generalmente no son reguladas, pueden estar sujetas a fluctuaciones de su valor nominal debido a fluctuaciones en la tensión de red domiciliaria. Por tal motivo se considerará una variación del 10% en la misma y también, una tolerancia en la impedancia del parlante del 20% por dispersión de fabricación. Entonces se tiene que:

$$P_{DAV}max = \frac{(1{,}1\ Vcc)^2}{4\pi^2 (0{,}8\ R_L)} = \frac{(1{,}1\ Vcc)^2}{40\ (0{,}8\ R_L)} = \frac{(1{,}1\ Vcc)^2}{32R_L} = \frac{(1{,}1\ 35\ V)^2}{256\Omega} = 5{,}79\ W$$

$P_{DAV}max = 5{,}79\ W \approx 5{,}8\ W$

b) Para el caso de fuente partida, se considera un solo transistor, ya que para el otro el resultado es idéntico.

Al tener fuente partida no hay nivel de continua entre los emisores de los transistores de salida y masa, por lo tanto, se tiene que:

$v_{CE}(t) = v_{C\text{-}T}(t) - v_{E\text{-}T}(t)$

$v_{C\text{-}T}(t)$ = Tensión total de colector respecto de tierra

$v_{E\text{-}T}(t)$ = Tensión total de emisor respecto de tierra

$v_{C\text{-}T}(t) = V^+$

$v_{E\text{-}T}(t) = Vomax\ sen(\omega t)$, de tal forma que:

$v_{CE}(t) = (V^+) - Vomax\ sen(\omega t)$

Además, se deben tener en cuenta las consideraciones hechas para fuente única. Para simplificar un poco el desarrollo partimos de lo siguiente:

$$P_{DAV} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^\pi \frac{[(V^+)\ Vomax\ sen(\omega t)]\ d\omega t}{R_L} - \int_0^\pi \frac{[V^2omax\ sen^2(\omega t)]\ d\omega t}{R_L}\right] =$$
$$\frac{1}{2\pi}\left[\left[\frac{[V^+\ Vomax]}{R_L}\int_0^\pi sen(\omega t)\ d\omega t\right] - \left[\frac{V^2omax}{R_L}\int_0^\pi sen^2(\omega t)\ d\omega t\right]\right]$$

La primera integral es igual a 2 y la segunda es igual a π/2.

$$P_{DAV} = \frac{V^+\ Vomax}{\pi R_L} - \frac{V^2omax}{4R_L}$$

Se procede de manera idéntica al caso anterior: $\frac{d P_{DAV}}{d\ Vomax} = 0$

Ecuación 23 $$\frac{V^+}{\pi R_L} - \frac{Vomax}{2R_L} = 0$$

y resolviendo se tiene que:

$$Vomax = \frac{2\ V^+}{\pi}$$

Como se puede apreciar, y es lógico, llegamos al mismo resultado que para fuente única dado que 2 V+ es igual a Vcc. Todo el resto del análisis es idéntico.

Es muy importante el estudio del resultado obtenido. Si calculamos para el caso de nuestro proyecto Vomax = 35 V/π = 35V/3,1416 = 11,14V; este valor es el que produce la mayor disipación de potencia por parte de los transistores de salida. Es de observar que con esta amplitud máxima de la tensión de salida no se obtiene la máxima potencia eficaz de salida sobre la carga, ya que este valor es de 15,5V para nuestro proyecto. En resumen, cuando el volumen del amplificador está al 72% de su valor máximo, los transistores de salida disipan la máxima potencia de salida, por lo tanto, es su peor condición de trabajo de todas las posibilidades que se pueden presentar. Si trabajamos el amplificador a máximo volumen, se tiene la máxima potencia eficaz (15W) de salida sobre la carga y, en esta condición, los transistores de salida disipan menos potencia, es decir, trabajan con menos exigencia que para un volumen del 72%. Finalmente, se debe tener en cuenta el

h_{FE} y se debe seleccionar aquel par complementario que, cumpliendo con los requisitos anteriores, posea el mayor h_{FE}.

Llegado el caso, los transistores de salida pueden ser reemplazados por D'Arlingtons integrados tipo NPN y PNP, considerando el aumento en el costo del proyecto.

Consulta de manuales técnicos y selección de los transistores

Parámetros requeridos	Resultados obtenidos	BD 139/140	BD 437/438	BD 777/778 (D'Arlington)
Icmax ≥	1,9365 A	1,5 A	7 A	4 A
BV_{CEO} ≥	46,66 V	80 V	45 V	60 V
$P_{DAV}max$ ≥	5,8 W	8 W (*)	36 W (**)	15 W (***)
h_{FE}	EL MAYOR	5	120	1500

(*) A Tc (temperatura de carcasa) = 70 °C
(**) A Tc (temperatura de carcasa) = 25 °C
(***) A Tc (temperatura de carcasa) = 70 °C

El par complementario BD 139/140 no cumple con el nivel de corriente máxima, pero hay casos como éste en que el límite de 1,5 A no es de carácter destructivo, sino que el transistor posee un muy bajo valor de h_{FE} y pierde mucha eficiencia, por lo tanto, descartamos este par complementario. El par BD 437/438 cumple todo menos la tensión de ruptura (con una tolerancia del 25%), pero si hacemos el siguiente cociente:

$$\frac{Vcc}{BV_{CEO}} = \frac{35\ V}{45\ V} = 0{,}7777;$$ porcentualmente 77,77 % y el límite máximo es 75%

La diferencia es muy pequeña y prácticamente no incide en la seguridad operativa de los transistores. El par BD 777/778 cumple perfectamente con los requisitos y, además, el h_{FE} es muy elevado por tratarse de un par D'Arlington. Finalmente, la elección recae en el par complementario más económico y, también, en que se lo pueda conseguir en el mercado local.

El proyecto se realizará en función del par BD 437/438, el cual desde el punto de vista didáctico es ideal, ya que se harán análisis muy importantes durante la evolución del proyecto que llevará a conclusiones trascendentes para considerar a futuro.

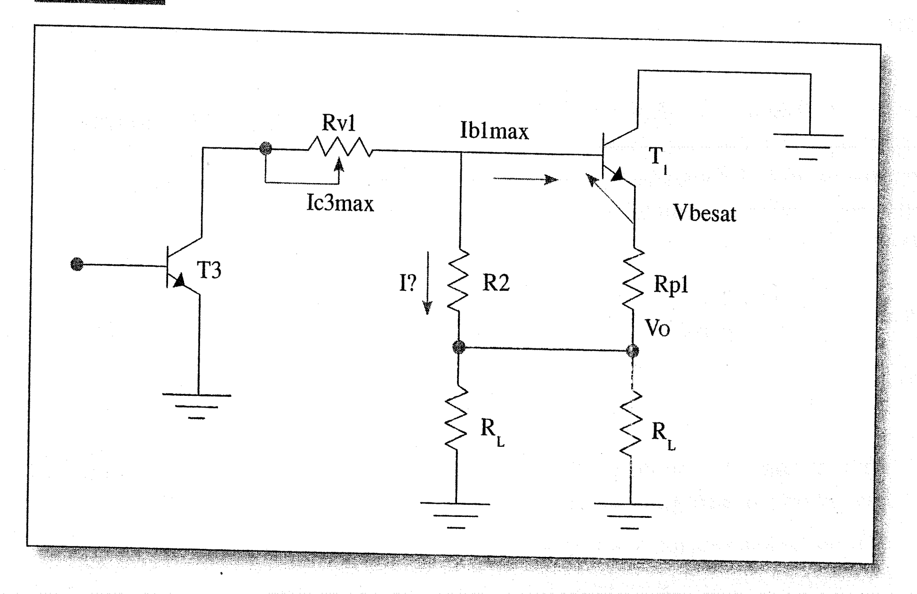
Cálculo de R1, R2 y Rv1

A continuación se calculará Ib1max, en otras palabras, la máxima corriente de base de señal que excita los transistores de salida para obtener la máxima potencia de salida sobre la carga.

$$Ib1max = \frac{Ic1max}{1 + h_{FE}1} = \frac{1{,}9365\ A}{121} = 16{,}14\ mA$$

Circuito dinámico de salida operando T1

Figura 14



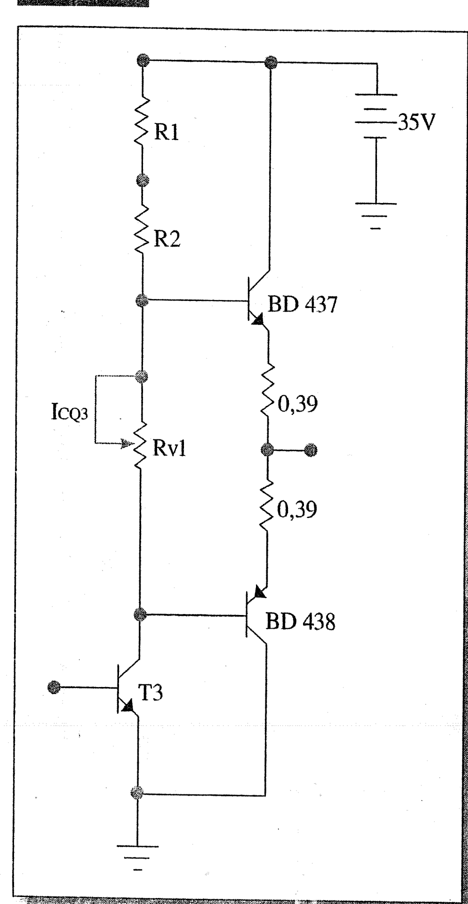
En el circuito de la **Figura 14** se puede analizar que Ic3max = Ib1max + I?. Esta última (I?) no brinda ningún beneficio, ya que es una corriente de señal que se pierde a masa, por lo que debe ser lo menor posible, esto es, Ib1max >> I?. El excitador T3 funciona en clase A y en este tipo de amplificador se debe cumplir que I_{CQ3} es mayor o igual a Ic3max.

Entonces, si se adopta un valor para I? y después se lo verifica por un método iterativo, se llega al valor final. Se supone para empezar que I? = 10% Ib1max, I? = 1,614 mA; de tal forma que Ic3max = 16,14 mA + 1,614 mA = 17,754 mA; de tal manera que I_{CQ3} ≥ 17,754 mA, por lo tanto, en principio

se adopta I_{CQ3} = 19 mA. Es probable que se tenga que aumentar este valor, pero en la medida que I_{CQ3} sea mayor a Ic3max, el rendimiento de esta etapa disminuye. Entonces, se concluye que se deberá contemplar el perfecto funcionamiento de esta etapa con el mejor rendimiento posible.

Para calcular R1, R2 y Rv1 obtenemos el circuito estático de la **Figura 15**:

FIGURA 15



Se considera en principio despreciable la pequeña corriente de base que toman los transistores de salida (BD 437/BD 438) para eliminar la distorsión por cruce, lo que los hace trabajar en clase AB. Dicha distorsión se elimina ajustando el preset Rv1. Luego se explicitará la forma de calibrar el amplificador.

Se plantea lo siguiente:

$$V_{CC} \approx I_{CQ3}\,(R1 + R2 + Rv1) + V_{CEQ3}$$

Pero V_{CEQ3} debe ser casi igual a Vcc/2, es decir, la mitad de la tensión de fuente. Esto es lógico, ya que T3 es el excitador que debe excitar a T1 para el semiciclo positivo de la señal de salida y a T2 en el otro semiciclo. Dada esta consideración se tiene que:

$$(R1 + R2 + Rv1) = \frac{V_{CC} - V_{CEQ3}}{I_{CQ3}} = \frac{V_{CC} - (V_{CC}/2)}{I_{CQ3}} = \frac{V_{CC}/2}{I_{CQ3}} = \frac{17{,}5\ V}{19\ mA}$$

$$(R1 + R2 + Rv1) = 921{,}0526\Omega$$

Para eliminar la distorsión por cruce debe existir una diferencia de potencial entre las bases de T1 y T2, y la misma se produce por la circulación de I_{CQ3} a través de Rv1.

$$V_{B1\text{-}T} - V_{B2\text{-}T} = I_{CQ3}\,Rv1$$

Dicha diferencia de potencial puede oscilar entre 1V y 1,5V. Tomando el rango más alto, esto es 1,5V = 19 mA Rv1 y despejando Rv1:

$$Rv1 = \frac{1{,}5V}{19\ mA} = 78{,}947\Omega$$, adoptando un valor comercial de 100Ω

La potencia que debe disipar dicho preset es $(0{,}019\ A)^2\ 100\ \Omega = 36{,}1$ mW, por lo tanto, no hay exigencias de disipación.

Luego, R1 + R2 = 921,053 Ω – 78,947 Ω = 842,106 Ω.

A continuación se tendrán en cuenta las siguientes consideraciones para determinar los valores de R1 y R2. En el circuito dinámico de la etapa de salida se puede observar que R1 se encuentra en paralelo con la carga, por consiguiente, R1 debe ser mucho mayor que 8 Ω. Como no se deben modificar las condiciones de salida, el criterio de diseño es $R1 \geq 20\ R_L$; $R1 \geq 20\ 8\ \Omega$, es decir, R1 ≥ 160Ω. El valor comercial es de 180 Ω (220 Ω), la potencia a disipar es de $I_{CQ3}^2\ 180\ \Omega = (19\ mA)^2\ 180\ \Omega = 64{,}98$ mW y el valor comercial, 1/8W o 1/4W. Ahora se despeja R2 = 842,11 Ω – 180 Ω = 662,11 Ω; valor comercial 680 Ω y potencia a disipar = $I_{CQ3}^2\ 680\Omega = (19\ mA)^2\ 680\ \Omega = 245{,}48$ mW ➔ 1/4W. Además, se debe considerar que R2 debe tener el valor lo más elevado posible, ya que por ella circula una corriente de señal que no brinda ningún beneficio, que debe ser lo más pequeña posible; por eso se recurrió al uso de una configuración *bootstrap* o tirabotas, la cual impone una tensión pequeña sobre los extremos de R2, es decir, está forzando un potencial pequeño sobre ella e igual a:

$$I? = \frac{(V_{BE}1sat + Ie1max\ Rp1)}{R2} = \frac{1{,}2\ V + (1{,}9365\ A\ 0{,}39\Omega)}{680\Omega} =$$

$$I? = \frac{1{,}2\ V + 0{,}7552\ V}{680\Omega} = 2{,}875\ mA.$$

Este valor verificado es superior al adoptado 19mA – 16,14mA = 2,86 mA, pero casi igual. No obstante, se deben tener presentes las siguientes alternativas:

- Elegir un par complementario de mayor h_{FE}
- Elegir un par complementario D'Arlington
- Reemplazar el *bootstrap* o tirabotas por una carga activa
- Aumentar Vcc (disminuye el rendimiento)
- Disminuir el valor de Rp1 (= Rp2) a 0,33 Ω

Vamos a adoptar la última de las opciones, ya que es la más sencilla y este proyecto es una primera aproximación al amplificador real.

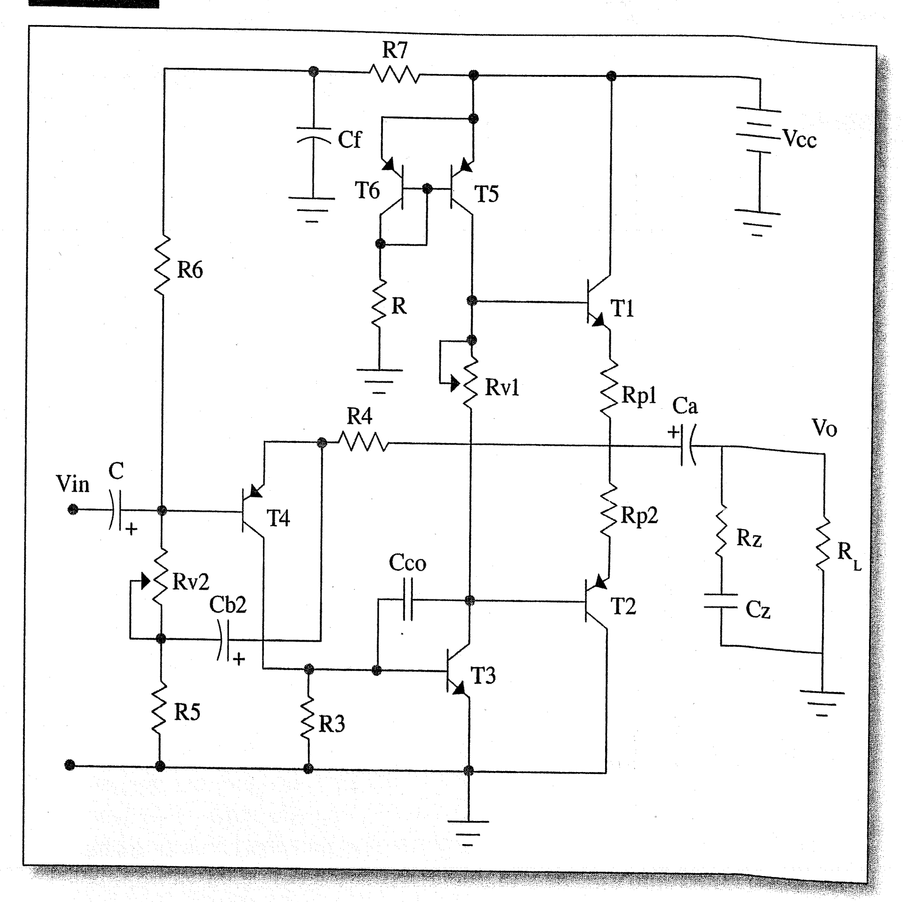
$$I? = \frac{(V_{BE}1sat + Ie1max\ Rp1)}{R2} = \frac{1{,}2\ V + (1{,}9365\ A\ 0{,}33\ \Omega)}{680\ \Omega} =$$

$$I? = \frac{1{,}2\ V + 0{,}639\ V}{680\ \Omega} = \frac{1{,}839\ V}{680\ \Omega} = 2{,}70\ mA < 2{,}875\ mA.$$

En el siguiente circuito se reemplaza el tirabotas por una carga activa, la cual está compuesta por T5, T6 y R que conforman una fuente de corriente espejo. En la práctica se utilizan fuentes de corriente más elaboradas desde el punto de vista de su estabilidad estática. En este caso, se ha utilizado la fuente espejo por su sencillez en la aplicación y su fácil visualización en reemplazo del tirabotas, es decir, la fuente espejo reemplaza a R1, R2 y Cb1. Los amplificadores de audio integrados modernos no utilizan la técnica del tirabotas, sino fuentes de corriente muy estables desde el punto de vista térmico y frente a fluctuaciones de las fuentes de alimentación. Cabe destacar que los amplificadores de potencia de audio integrados tienen una difusión cada vez mayor por su bajo costo y su sencillez en la aplicación práctica, en otras palabras, el circuito impreso es muy sencillo y más económico. Sin embargo, cuando fallan, su reemplazo es mucho más costoso y, por ahora, son más frágiles desde el punto de vista térmico que los amplificadores discretos.

Amplificador con carga activa en lugar del tirabotas

Figura 16



Selección del transistor excitador (T3)

Requisitos para la selección:

1. i_{CMAX}
2. BV_{CEO}
3. PDmax
4. h_{FE}

1. $ic3_{MAX} = I_{CQ3} + Ic3_{MAX}$ = componente continua + componente alterna

   $ic3_{MAX}$ = 19 mA + 18,84 mA

   Se debe recordar que:

   $ic3_{MAX} = Ib3max + I?$ = 16,14 mA + 2,7 mA

   $ic3_{MAX} \geq$ 37,84 mA

2. $BV_{CEO}3 \geq Vcc/0{,}75$ = 35 V/0,75 = 46,667 V

   $BV_{CEO}3 \geq$ 46,667 V

3. $P_{Dmax}3 \geq I_{CQ}3\ V_{CEQ}3$ (es la peor condición para un clase A)

   $P_{Dmax}3 \geq$ 19 mA 17,5 V = 332,5 mW

   $P_{Dmax}3 \geq$ 332,5 mW

4. Cumpliendo con las condiciones anteriores se debe elegir el transistor de mayor h_{FE}.

PARÁMETROS REQUERIDOS	RESULTADOS OBTENIDOS	BC 337	2A 98	2A 92
$ic_{MAX} \geq$	37,84 mA	1000 mA	400 mA	400 mA
$BV_{CEO} \geq$	46,667 V	45 V	60 V	40 V
$P_{DAVmax} \geq$	332,5 mW	800 mW (*)	360 mW (**)	625 mW (***)
h_{FE}	EL MAYOR	174	125	160

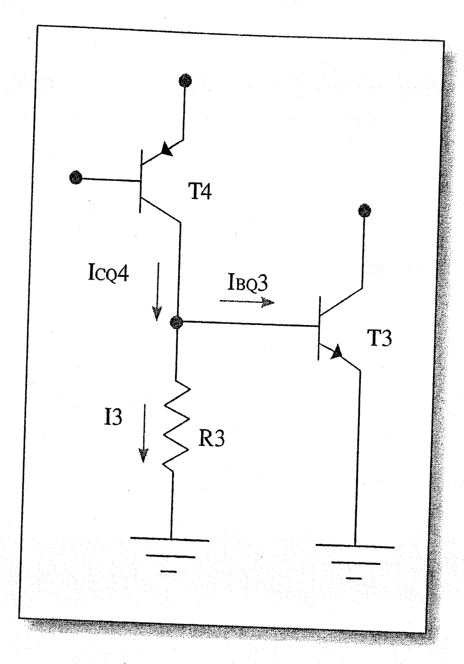
(*) A temperatura de carcasa (T_C) = 45° C
(**) A temperatura ambiente (T_A) ≤ 25° C
(***)A temperatura ambiente (T_A) ≤ 25° C

La selección recae sobre el BC 337

Cálculo de R3

Para el cálculo de R3 se considerará el circuito de la **Figura 17**.

FIGURA 17



$I3 = I_{CQ}4 - I_{BQ}3$, pero para la estabilidad del punto Q3 se debe independizar de las variaciones de $I_{BQ}3$, por dispersión de fabricación o por variaciones de temperatura; por lo tanto, $I_{CQ}4$ es mayor que $I_{BQ}3$. La relación que debe existir entre $I_{CQ}4$ e $I_{BQ}3$ depende del valor de esta última. Cabe destacar que la estabilidad de la polarización de las etapas de este amplificador depende, fundamentalmente, de la estabilidad de la primera etapa y la consideración anterior es una precaución más; de tal manera que se puede considerar para este caso que $5\ I_{BQ}3 \leq I_{CQ}4 \leq 10\ I_{BQ}3$. Se debe recordar que estas relaciones se aplican para acoplamiento directo, de tal forma se adopta que:

$I_{CQ}4 = 5\ I_{BQ}3$

$I3 = I_{CQ}4 - I_{BQ}3 = 5\ I_{BQ}3 - I_{BQ}3 = 4\ I_{BQ}3$

$$I_{BQ}3 = \frac{I_{CQ}3}{h_{FE}3} = \frac{19\ mA}{174} = 109{,}195\ uA$$

I3 = 4 (109,195 uA) = 436,781 uA

$$R3 = \frac{V_{BE}3}{I3} = \frac{0,65\ V}{436,781\ uA} = 1488,160\ \Omega \rightarrow 1500\ \Omega \text{ (valor comercial)}$$

La tensión $V_{BE}3$ se obtiene del manual técnico respectivo, de la curva de $I_c = f(V_{BE})$.

La potencia que debe disipar R3 es $I3^2$ R3 = $(436,781\ uA)^2$ 1500 Ω = 286 uW, por lo tanto, se adopta una potencia de 1/8 W.

Selección de T4

REQUISITOS PARA LA SELECCIÓN:

1. i_{CMAX}
2. BV_{CEO}
3. P_{Dmax}
4. h_{FE}
5. Transistor de bajo ruido (etapa de entrada)

PARÁMETROS REQUERIDOS	RESULTADOS OBTENIDOS	2A 93	BC 559 B	BC 556
icmax ≥	1,091 mA	400 mA	200 mA	100 mA
BV_{CEO} ≥	23,33 V	40 V	20 V	65 V
$P_{DAV}max$ ≥	9,554 mW	625 mW	300 mW	500 mW
h_{FE}	EL MAYOR	160	270	220

El punto 5 es muy importante para la etapa de entrada del amplificador, ya que en ésta se consideran las mejores alternativas como un transistor de bajo ruido, de tal manera de tener el menor ruido posible intrínseco del amplificador a la salida. En este caso, también es muy importante que el h_{FE} del transistor de entrada sea lo más alto posible para poder lograr la impedancia de entrada solicitada con holgura y, finalmente, una estabilidad muy alta de la polarización de esta etapa, ya que de ésta dependen las demás por el acoplamiento directo. En principio se elige el BC 559B por ser un transistor de bajo ruido y el de mayor h_{FE}.

Determinación del punto Q de la etapa de entrada

La etapa de entrada disipará una potencia muy pequeña, por lo tanto, no está sujeta a embalamiento térmico y no se tiene la limitación para V_{CEQ} de ser menor o igual que Vcc/2 (para la etapa de entrada, Vcc será igual a 17,5 V). Otro criterio práctico que se utiliza desde los comienzos de los diseños de las redes de polarización es el de adoptar una tensión sobre la resistencia de emisor igual al 20% de la tensión de alimentación, es decir, de 3.5 V (0,2*17,5 V). Sin embargo, también se debe tener en cuenta que el valor de R4 y, por lo tanto, de R5 influirán en la amplificación de la primera etapa del amplificador a lazo abierto. Esto es muy importante, ya que esta amplificación total a lazo abierto debe ser lo más alta posible para que la distorsión sea lo más pequeña posible, como se demostrará más adelante. Otra posibilidad es centrar el punto Q como recaudo para tener a priori excursión simétrica, lo cual no es tan necesario en esta primera etapa, puesto que la excursión de señal y la potencia disipada por el transistor de esta etapa son mínimas.

17,5 V = $V_{ECQ}4$ + $I_{EQ}4$ R4 + I3 R3; $I_{EQ}4$ R4 = 3,5 V; I3 R3 = 0,655 V

Entonces:

$V_{ECQ}4$ = 17,5 V – 3,5 V – 0,655 V = 13,345 V

y se debe recordar que:

$I_{CQ}4$ = 0,546 mA

Cálculo de R4

$$R4 = \frac{V_{R4}}{I_{EQ}4} = \frac{3,5\ V}{0,546mA} = 6,41\ K\Omega \rightarrow 6,8\ K\Omega$$

Se debe recordar que en este caso IEQ4 ≈ ICQ4

Cálculo de R5

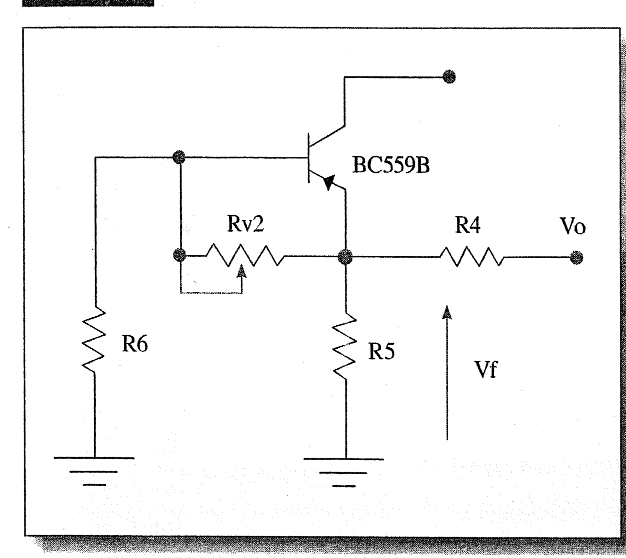
Se debe recordar que:

$$Avf = \frac{Vo}{Vi} = \frac{10,9545\ V}{0,4\ V} = 27,386$$

Pero $Avf = \dfrac{Av}{1 + \beta\, Av}$

y en un amplificador fuertemente realimentado se tiene que: $\beta\, Av >> 1$, por lo tanto, $Avf \approx \dfrac{1}{\beta}$ y β es la transferencia de la red de realimentación negativa que conforma el divisor de tensión resistivo compuesto por R4 y R5, como lo muestra el circuito de la **Figura 18.**

FIGURA 18



$$\beta = \frac{Vf'}{Vo} = \frac{R5}{R4 + R5}$$

Vf' es la tensión que transfiere a la entrada el cuadrípolo de realimentación a circuito abierto.

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R4 + R5}{R5} = 1 + \frac{R4}{R5} = 27{,}386;\ \frac{R4}{R5} = 27{,}386 - 1 = 26{,}386$$

Despejando R5 se obtiene que:

$$R5 = \frac{R4}{26{,}386} = \frac{6{,}8\ K\Omega}{26{,}386} = 257{,}71\ \Omega$$

Este valor de R5 es elevado e influye en la amplificación de tensión de la primera etapa, ya que la misma es aproximadamente – (ri3 // R3)/R5, pero

$$ri3 = \frac{V_T}{I_{B3}} = \frac{V_T\, h_{FE3}}{I_{CQ3}} = \frac{h_{FE3}}{gm3} = \frac{174}{40\ 19\ mA} = 228{,}947\ \Omega$$

Luego, (ri3 // R3) = (228,947 Ω // 1,5 KΩ) = 198,63 Ω. Como se puede apreciar para tener amplificación en la primera etapa, R5 debe ser menor a este valor. No obstante, R5 cumple un doble rol; por un lado debe cumplir lo anteriormente dicho y por otro, debe ser grande para obtener una Rif elevada. Además, se debe tener en cuenta que la amplificación de tensión a lazo abierto queda prácticamente determinada por las amplificaciones de tensión de la primera y segunda etapa, las cuales deben ser lo más grande posible, como se demostrará más adelante. En primera instancia, se adopta un valor para R5 igual a 18 Ω, de tal manera que la amplificación de la primera etapa es aproximadamente igual a – (198,63 Ω)/18 Ω = –11,035. Como esta parte del proyecto es tentativa, este valor calculado es aproximado y se deberá verificar una vez que también se compruebe el valor de Rif. Sin embargo, ahora se debe recalcular el valor de R4, recordando que:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R4 + R5}{R5} = 1 + \frac{R4}{R5} = 27{,}386;\ \frac{R4}{R5} = 27{,}386 - 1 = 26{,}386$$

R4 = 26,386 R5 = 26,386 18 Ω = 474,948 Ω ➔ 470 Ω (valor comercial).

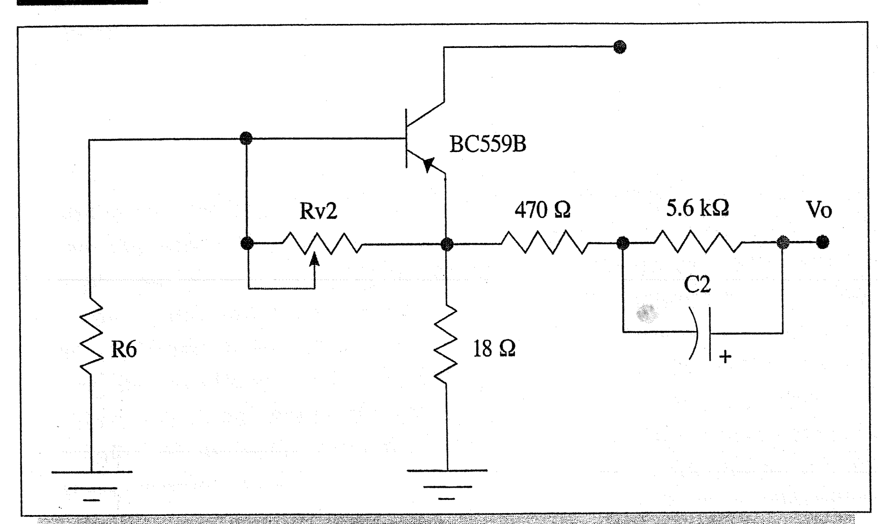
Posteriormente se verificará que R4 + R5 no influyen dinámicamente sobre la carga terminal de 8 Ω. Este valor difiere del calculado para obtener la ICQ4, por lo que se adopta la solución de dividir R4 en dos resistencias en serie: 6,41 KΩ = 470 Ω + R4*, por lo tanto, R4* = 6,41 KΩ – 470 Ω = 5,94 KΩ ➔ 5,6 KΩ (valor comercial).

Recalculando I_{EQ4} se tiene que R4 = 470 Ω + 5,6 KΩ = 6,07 KΩ , de tal forma que:

$I_{EQ4} = \dfrac{3{,}5\ V}{6{,}07\ K\Omega} = 0{,}5766$ mA; valor anterior 0,546 mA, siendo mínima la diferencia.

La **Figura 19** muestra el nuevo circuito para la solución planteada

FIGURA 19



Como se puede apreciar, la R4 se reemplaza por dos resistencias: una de 470Ω (es la que influye en alterna) y otra de 5,6KΩ.Ambas en serie influyen en el circuito de continua.

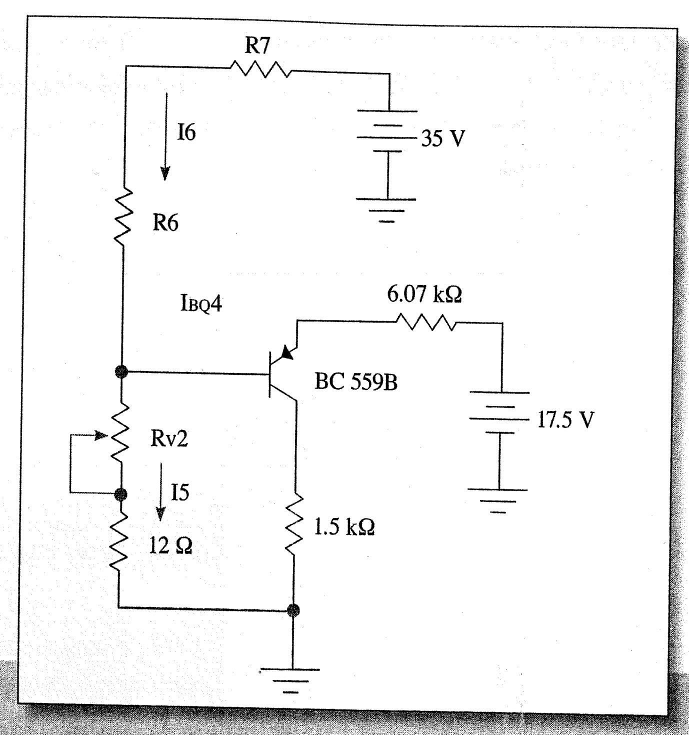
Cálculo de la red de polarización del transistor de entrada

A continuación se considerará el circuito estático de la primera etapa para poder calcular las resistencias involucradas en la malla de entrada. Éstas son Rv2, R6 y R7.

$$I6 = I_{BQ}4 + I5;\ I_{BQ}4 = \frac{I_{CQ}4}{h_{FE}4} = \frac{0,5766\ mA}{270} = 0,0021355\ mA = 2,1355\ uA$$

No obstante, I6 debe ser similar a I5 para obtener una red de polarización estable e independiente de $I_{BQ}4$, por lo tanto, I5 >> $I_{BQ}4$. Cuanto mayor sea esta desigualdad, más estable será la polarización Sin embargo, el límite lo impone la resistencia de entrada estipulada para el amplificador, la cual es dato del proyecto, de tal manera que se deben cumplir los dos requisitos al mismo tiempo.

FIGURA 20



Se supone I5 = 30 $I_{BQ}4$ = 64,065 uA, por lo tanto,
I6 = 64,065uA + 2,1355uA = I6 = 66,2 uA. Por otro lado se tiene que:

$$Rv2 + 18\ \Omega = \frac{V_{B4-T}}{I5} = \frac{V_{B4-T}}{64,065\ uA}$$

$$V_{B4} - T = 17,5\ V - I_{EQ}4\ 6,07\ K\Omega - 0,6\ V$$

$$V_{B4} - T = 17,5\ V - 3,5\ V - 0,6\ V$$

$$V_{B4} - T = 13,4\ V$$

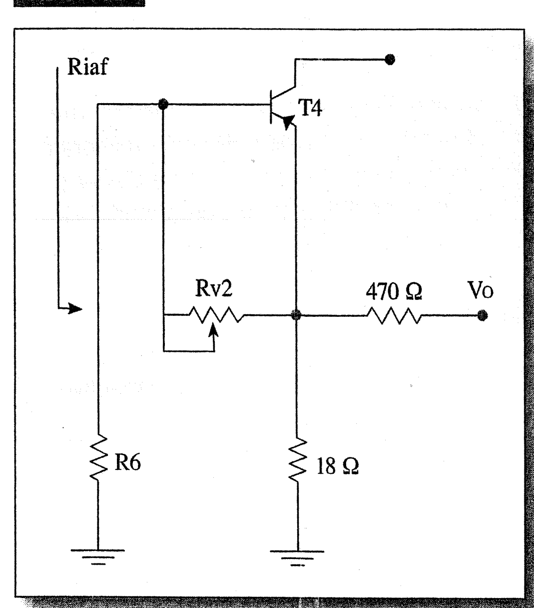
$$Rv2 + 18\ \Omega = \frac{13,4\ V}{64,065\ uA} = 209,163\ K\Omega$$

$$Rv2 = 209,163\ K\Omega - 18\ \Omega = 209,144\ K\Omega$$

$$Rv2 = 220\ K\Omega$$

Se debe contemplar también que Rv2, dinámicamente, se encuentra en paralelo con hie4, como lo muestra el circuito de la **Figura 21**.

FIGURA 21



Rv2 // hie4, pero debe suceder que Rv2 >> hie4.

Del manual del BC 559B se tiene que hie4 = 9 KΩ, por lo tanto, Rv2 >> 9 KΩ.

Además, Rv2 es un preset de ajuste que permite la calibración del punto Q de la primera etapa y, como existe acoplamiento directo con las etapas subsiguientes, también se ajusta la $V_{CEQ}3$, lo que permite calibrar el recorte simétrico de la señal de salida.

Por otro lado, se tiene que R6 se encuentra conectada en paralelo con la resistencia dinámica de entrada realimentada de T4, es decir, Riaf = (R6 // Rif), donde Rif es la resultante de una realimentación negativa local y total, por lo tanto, se obtiene que:

$$Rif = [(hie4 // Rv2) + (R4 // R5) (1 + hfe4)] (1 + \beta Av)$$

A priori se supone que Rif es mucho mayor que R6 como se verificará posteriormente, por lo cual Riaf es similar a R6.

Por otro lado, se tiene que $Vcc - V_{B4-T} = I6 (R6 + R7)$

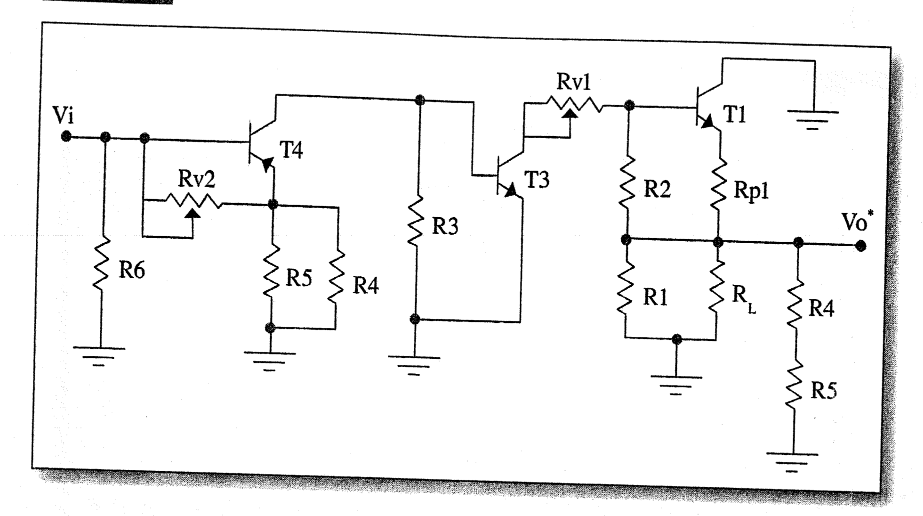
$$(R6 + R7) = \frac{Vcc - V_{B4-T}}{I6} = \frac{35\ V - 13{,}1872\ V}{66{,}2\ uA} = 329{,}5\ K\Omega$$

No obstante, se debe tener en cuenta que R6 es mayor o igual a 90 KΩ.

Se adopta en primera instancia que R6 = 150 KΩ y R7 = 180 KΩ.

Determinación de la Av

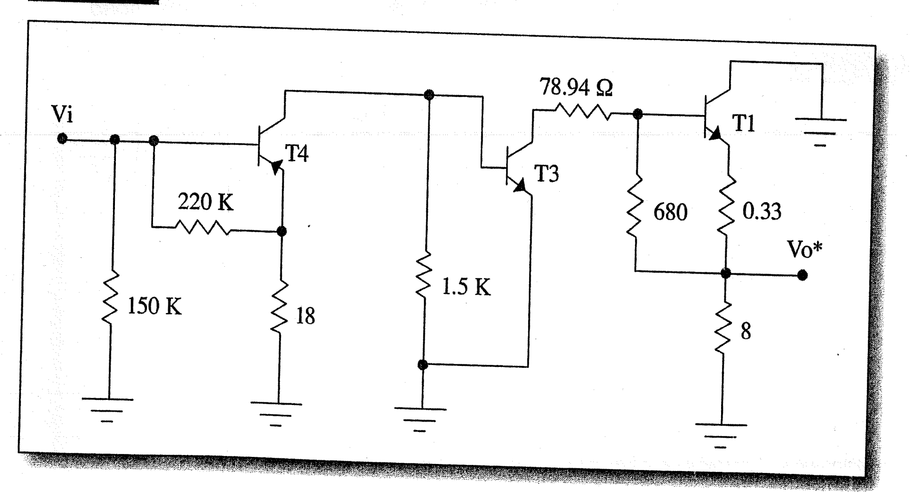
FIGURA 22



R4 + R5 = 470Ω + 18Ω = 488Ω, luego el paralelo de (R4 + R5) // R1 // 8 Ω, es 7,54Ω, por lo tanto, el paralelo lo domina la carga, es decir, prácticamente es 8 Ω.

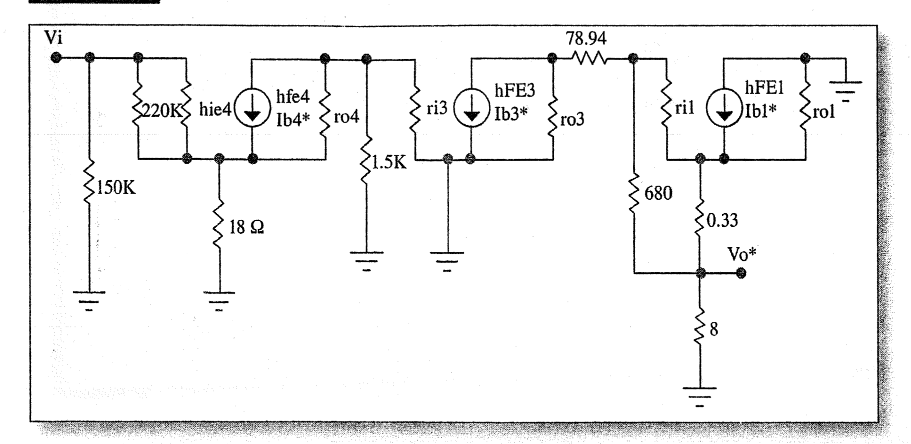
Reemplazando las resistencias por sus valores se tiene que:

FIGURA 23



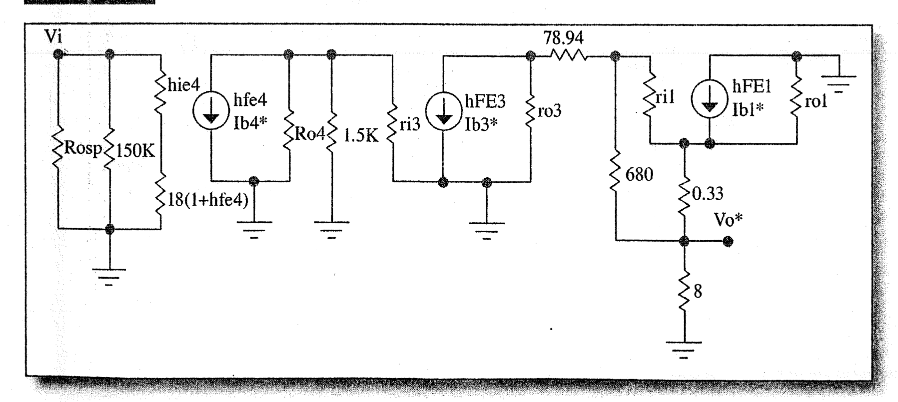
Reemplazando los transistores por su modelo incremental equivalente válido para señales débiles y frecuencias medias, en el caso de la etapa de entrada y para las restantes que no operen en señales débiles por su modelo equivalente para señal:

FIGURA 24



Se tiene en la etapa de entrada 220 KΩ // hie4, pero 220 KΩ >> hie4. Además, después de haber pasivado la realimentación negativa total, queda una realimentación negativa local tipo corriente serie en dicha etapa. Entonces simplificando se obtiene el circuito de la **Figura 25** en el que se ha considerado la resistencia de salida del preamplificador, el cual es el encargado de excitar el amplificador de salida. A dicha resistencia se la denomina Rosp.

FIGURA 25



Otras hipótesis simplificativas:

$$Ro4 = ro4\left[1 + \frac{hfe4\ 18\ \Omega}{(18\ \Omega + hie4 + (150\ K\Omega\ //\ Rosp))}\right];\ Ro4 >> (1{,}5\ K\Omega\ //\ ri3)$$

Entonces, el paralelo de las tres queda dominado por (1,5 KΩ // ri3)

Rosp es la resistencia de salida del preamplificador. Ésta tiene que ser mucho menor que 150 KΩ, ya que el preamplificador es de aplicación universal y la resistencia de entrada de ningún amplificador es capaz de modificar su amplificación, por lo tanto, el paralelo lo domina Rosp. En los preamplificadores comerciales se cumple que Rosp es menor o igual a 10 KΩ.

$$Ro4 = ro4\left[1 + \frac{hfe4\ 18\ \Omega}{(18\ \Omega + hie4 + Rosp)}\right]$$

Se procede a obtener los parámetros híbridos del manual técnico respectivo:

$hfe4\ (I_{CQ4} \approx 0.6\ mA) = 320$

$hie4\ (I_{CQ4} \approx 0.6\ mA) = 9\ K\Omega$

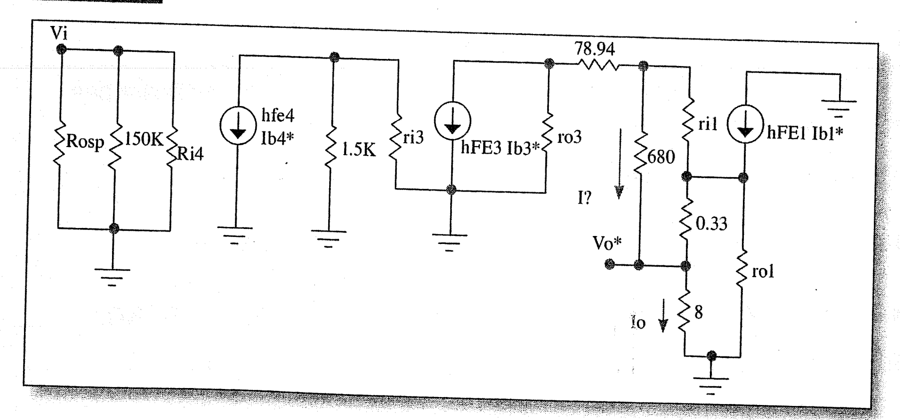
$hoe4\ (I_{CQ4} \approx 0.6\ mA) = 28\ uS$

$ro4 \approx 1\ /\ hoe4 = 35{,}714\ K\Omega$

$$Ro4 = 35{,}714\ K\Omega\left[1 + \frac{320\ 18\ \Omega}{(18\ \Omega + 9\ K\Omega + 10\ K\Omega)}\right] = 46{,}541\ K\Omega$$

$$Ri4 = hie4 + 18\ \Omega\ (1 + hfe4) = 9\ K\Omega + 18\ \Omega\ (1 + 320) = 14{,}778\ K\Omega$$

FIGURA 26



$$ro1 = \frac{\Delta V_{CE}1}{\Delta Ic1} = \frac{1}{\eta\ gm1} = \frac{1}{(V_T/V_A1)\ gm1} = \frac{1}{(25mV/100V)(40\ Ic1)} = 5000\ \Omega$$

$$ro3 = \frac{\Delta V_{CE}3}{\Delta Ic3} = \frac{1}{\eta\ gm3} = \frac{1}{(V_T/V_A3)\ gm3} = \frac{1}{(25mV/103{,}6V)(40\ I_{CQ}3)}$$

$$= 5452{,}63\ \Omega$$

$$ri1 = \frac{V_T}{I_B1} = \frac{V_T\ h_{FE}1}{Ic1} = \frac{h_{FE}1}{gm1} = \frac{150}{40\ 20\ mA} = 187{,}5\ \Omega$$

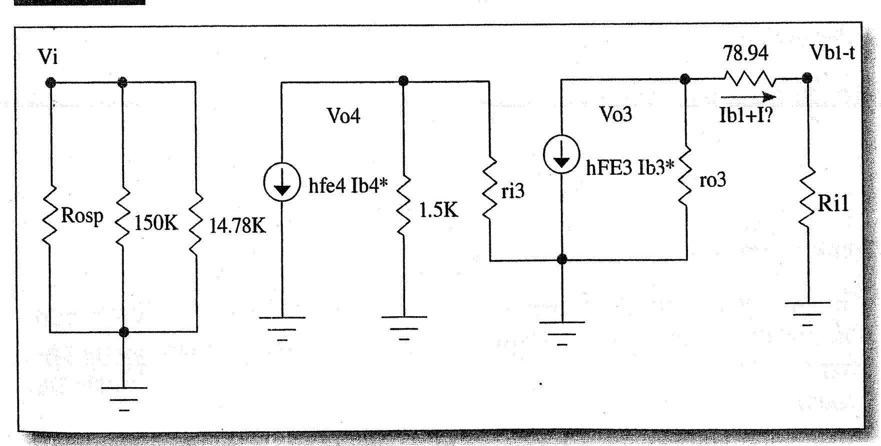
$$ri3 = \frac{V_T}{I_B3} = \frac{V_T\ h_{FE}3}{Ic3} = \frac{h_{FE}3}{gm3} = \frac{174}{40\ 19\ mA} = 228{,}947\ \Omega$$

VA ➔ Tensión de Early. Los valores de VA1 y VA3 fueron obtenidos de los modelos del simulador Pspice. Para el Tr1 se tiene una Ic1 de reposo de aproximadamente 20 mA para eliminar la distorsión por cruce. Esto se debe verificar en la práctica sobre el prototipo y, de ser necesario, proceder a recalcular con el nuevo valor de la corriente de reposo que ha eliminado la distorsión por cruce y el valor Rv1, con el cual se ha logrado dicho cometido.

Se supone de entrada despreciar la ro1. Luego se comprobará que ésta es mucho más grande que la resistencia equivalente que ro1 ve en paralelo.

Ri1 se puede apreciar en el circuito de la **Figura 27.**

FIGURA 27



$$Ri1 = \frac{Vb1\text{-}t}{I? + Ib1}$$

De la página 36 se obtiene que:

I? = 2,7 mA e Ib1 = 16,14 mA

$$Vb1\text{-}t = I?\ 680\Omega + (Io + I?)\ R_L \approx 2{,}7\ mA\ 680\Omega + (1{,}9365\ A + 2{,}7\ mA)\ 8\Omega$$
$$= 17{,}35\ V$$

Entonces:

$$Ri1 = \frac{17{,}35\ V}{2{,}7\ mA + 16{,}14\ mA} = 921\Omega$$

La resistencia equivalente que ro1 ve en paralelo es:

$$Req \approx \frac{Io\ 8\ \Omega + Ie1\ 0.33\ \Omega + I?\ 8\Omega}{Ie1} = \frac{15{,}5138\ V + 0{,}639\ V + 0{,}0216\ V}{1{,}9365\ A}$$

$$= 8{,}352\ \Omega$$

Entonces, queda demostrado que no se debe considerar a ro1, ya que 5000 Ω es mucho mayor que 8,352 Ω.

A continuación se calculará la transferencia:

$$\frac{Vo3}{Vi} = \frac{Vo3\ Ib3\ Ib4}{Ib3\ Ib4\ Vi} = \frac{h_{FE}3\ \not{Ib3}\ [(78{,}94\Omega + Ri1)//ro3]}{\not{Ib3}}\ \frac{h_{FE}4\ \not{Ib4}\ 1{,}5\ K\Omega}{[(1{,}5\ K\Omega + ri3)\ \not{Ib4}]} = \frac{\not{Vi}}{14{,}78K\Omega}\ \frac{1}{\not{Vi}}$$

$$\frac{Vo3}{Vi} = \frac{h_{FE}3\ [(78{,}94\Omega + Ri1)//ro3]\ hfe4\ 1{,}5\ K\Omega}{[(1{,}5\ K\Omega + ri3)]\ 14{,}78\ K\Omega} = A1\ A2\ A3$$

A1 = amplificación de tensión a lazo abierto de etapa de entrada (con realimentación local)

A2 = amplificación de tensión de la segunda etapa

A3 = amplificación de tensión de la etapa de salida

$$\frac{Vo3}{Vi} = \frac{174\ 315\ [(78{,}94\Omega + 921\ \Omega)\backslash\backslash 5452{,}63\ \Omega]\ 1{,}5\ K\Omega}{[(1{,}5\ K\Omega + 228{,}947\ \Omega)]\ 14{,}78\ K\Omega} = \frac{40182679{,}33}{14780}$$

$$\frac{Vo3}{Vi} = 2718{,}37;\ \text{pero se debe calcular}\ \frac{Vo^*}{Vi} = \frac{Vo^*}{Vo3}\ \frac{Vo3}{Vi} = Av$$

por lo tanto, faltaría:

$$\frac{Vo^*}{Vo3} \approx \frac{Ri1}{(Rv1 + Ri1)}\ \frac{R1\ (1 + h_{FE}1)}{\{ri1 + [(R1 + Rp1)(1 + h_{FE}1)]\}} = \frac{921\Omega}{(78{,}94\Omega + 921\Omega)}$$

$$\frac{8\Omega\ 121}{[187{,}5\Omega+(8{,}33\Omega\ 121)]} = \frac{Vo^*}{Vo3} = 0{,}921\ \ 0{,}81 = 0{,}746;$$

Se debe recordar que:

$\frac{Vo^*}{Vi}$ es la Av a lazo abierto

$$\frac{Vo^*}{Vi} = 2718{,}37^*\ 0{,}746 = 2027{,}9 = Av$$

Luego, se calculará $D = 1 + \beta\ Av = 1 + (0{,}036885^*\ 2027{,}9) = 75{,}8$

$$Avf = \frac{Vo}{Vi} = \frac{Av}{(1 + \beta\ Av)} = \frac{2027{,}9}{75{,}8} = 26{,}7533$$

Al realizar este último cálculo se ve que la amplificación a lazo cerrado es un poco menor que la deseada (27,386). Para esto se puede evitar la influencia de Rv1, conectándole un capacitor en paralelo y, de esta forma, se evita la atenuación de 0,921; pero, además, se tendrá que recalcular la relación Vo3/Vi, la cual se modifica muy poco. También la existencia de Rv1 introduce una distorsión adicional en la amplitud del semiciclo positivo, ya que en ella se produce una caída de tensión, la cual es mínima. Sin embargo, el semiciclo positivo es un poco menor en amplitud que el correspondiente negativo. De tal forma se tiene que:

$$\frac{Vo^*}{Vo3} = 0{,}81;\ \frac{Vo^*}{Vi} = 2718{,}37\ 0{,}81 = 2201{,}8797$$

Luego, recalculando $D = 1 + \beta\ Av = 1 + (0{,}036885\ 2201{,}8797) = 82{,}216$

$$Avf = \frac{Vo}{Vi} = \frac{Av}{(1 + \beta\ Av)} = \frac{2201{,}8797}{82{,}216} = 26{,}781$$

Por otro lado, se tiene que la Avf ideal sería: $Avf = \Rightarrow 1/\beta = 27{,}11$

El $\Delta Avf = 27{,}11 - 26{,}78 = 0{,}33$ y el error relativo porcentual:

$$Er\% = \frac{\Delta Avf}{Avf} \times 100 = \frac{0{,}33}{27{,}11} \times 100 = 1{,}217\%$$

Este error es el existente entre la Avf ideal ($1/\beta$) y la Avf real.

$Rif = 14{,}78\ K\Omega * D = 14{,}78\ K\Omega\ 82{,}216 = 1{,}215\ M\Omega$

$Rof = Ro/D = \{[(ro3\ //\ Ri1) + (ri1 + 0{,}33\Omega)] / (1+hFE1)\} / D$

$Rof = \{[(5452{,}63\Omega\ //\ 921\Omega) + (187{,}5\Omega + 0{,}33\Omega)] /121\} / 82{,}216$

$Rof = [(787{,}914\Omega + 187{,}83\Omega)/121] / 82{,}216 = 0{,}098\ \Omega$

Siempre es conveniente que la diferencia de retorno D sea lo más grande posible, ya que aumenta la desensibilización del sistema y la Rif, y disminuye la Rof y la distorsión.

Cálculo de los capacitores de acoplamiento y de los tirabotas

La frecuencia de corte inferior es igual a:

$$fci = \frac{\omega ci}{2\pi};\ \omega ci = \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_3} + \frac{1}{\tau_4}$$

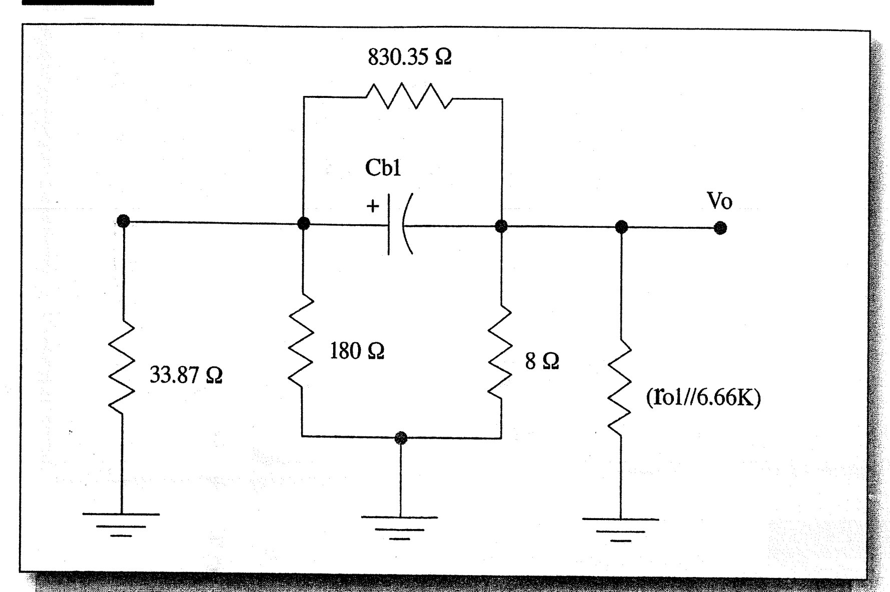
$$fci = \frac{1}{2\pi\tau_1} + \frac{1}{2\pi\tau_2} + \frac{1}{2\pi\tau_3} + \frac{1}{2\pi\tau_4} = 9\ Hz + 5\ Hz + 4\ Hz + 2\ Hz$$

El cálculo anterior se basa en las siguientes consideraciones:

1. El capacitor de acoplamiento (Ca) de salida se calculará considerando la resistencia de salida realimentada (Rof), de esta manera ya se tiene en cuenta el efecto de la realimentación negativa para la malla de salida.

Aplicando el teorema estrella-triángulo con Ro3, 680Ω y (ri1 + 39,93Ω) se obtiene el circuito de la **Figura 31**.

FIGURA 31



ro1 = 2500Ω;
(2,5KΩ // 6,6KΩ // 8Ω) ≈ 8Ω

Luego el paralelo de:
(33,87KΩ // 180Ω) = 179Ω

Entonces, la resistencia total que ve Cb1 es:
(179Ω + 8Ω) // 830,35Ω =
152,627Ω y como se tiene que

τ_2 = Cb1 * 152,627Ω y

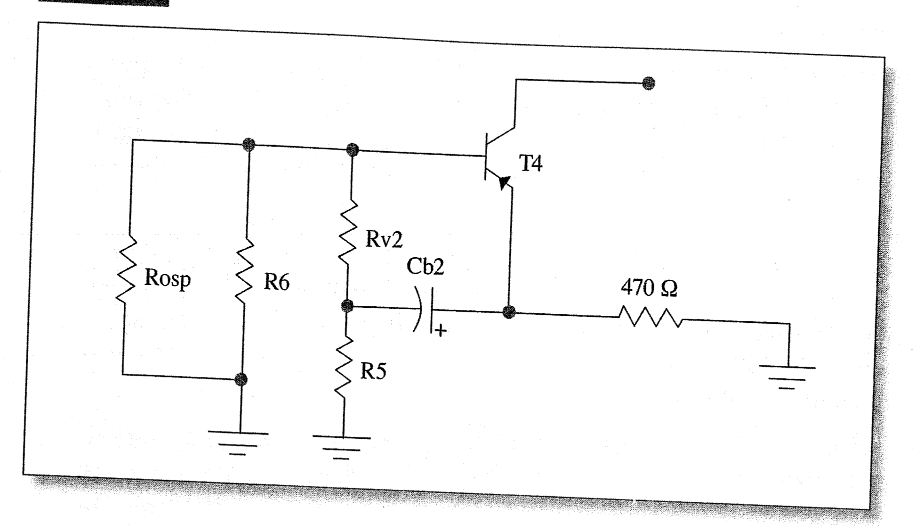
$\tau_2 = 1 / (2\pi\,5Hz) = 0{,}031831s$

Despejando Cb1 = 208,554uF

Normalizando Cb1= 220uFx 35V

3. Cálculo de Cb2

FIGURA 32



Simplificando el circuito de la **Figura 32**:

FIGURA 33

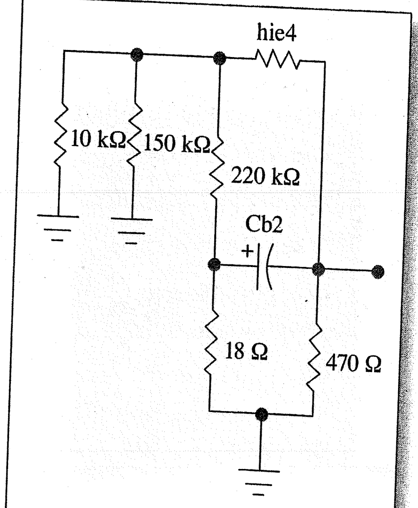
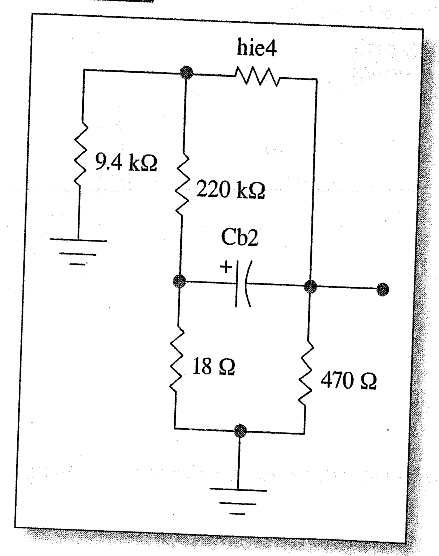


FIGURA 34



2. Los otros dos capacitores, Cb1 y Cb2, se determinan planteando para cada uno de ellos los circuitos equivalentes respectivos para baja frecuencia y determinando la resistencia total equivalente paralelo que cada uno de ellos ve entre sus terminales.
3. Como se trata de un proyecto se ha elegido una frecuencia de 9 Hz para el capacitor más grande (Ca). Lo anterior lo indica a priori la experiencia. En caso contrario, se llega a esta conclusión haciendo un cálculo previo. Luego, se reparte el resto de los capacitores en dos frecuencias de 5 Hz.
4. Si se quiere puentear dinámicamente a Rv1 se le conecta un capacitor en paralelo, de tal forma que la reactancia capacitiva domine el paralelo a la frecuencia central de trabajo. Si a este capacitor lo denominamos C1, entonces Xc1 es mucho menor que Rv1(78,94Ω). Un valor posible para C1 es de 10 uF x 16 V.
5. Luego, se debe calcular el capacitor C2, el cual se encuentra conectado en paralelo con 5,6 KΩ. A la menor frecuencia (20 Hz) su reactancia debe dominar el paralelo. Si C2 = 100 uF , Xc2 = 79,577 Ω. Este último valor es mucho menor a 5600 Ω.
6. El capacitor C de acoplamiento de entrada se calcula considerando los efectos de la realimentación negativa en la impedancia de entrada.

1. Cálculo de Ca

FIGURA 28

Rof Ca Vo* R_L

τ_1 = Ca (Rl + Rof)

τ_1 = Ca (8Ω + 0,098Ω)

τ_1 = Ca (8,098 Ω)

τ_1 = 0,0176838 s

y despejando Ca

Ca = 2184,842 uF

Valor comercial para Ca = 2200 uF x 50V

2. Cálculo de Cb1

FIGURA 29

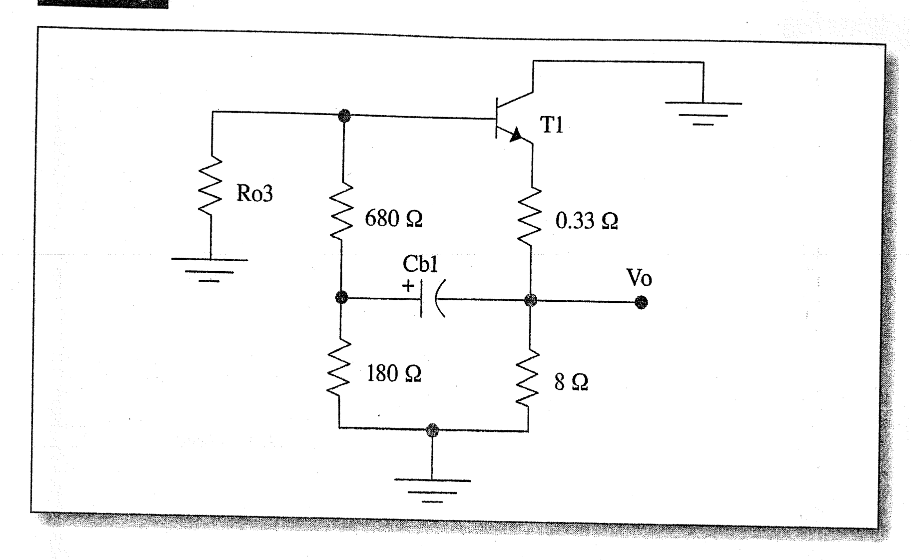
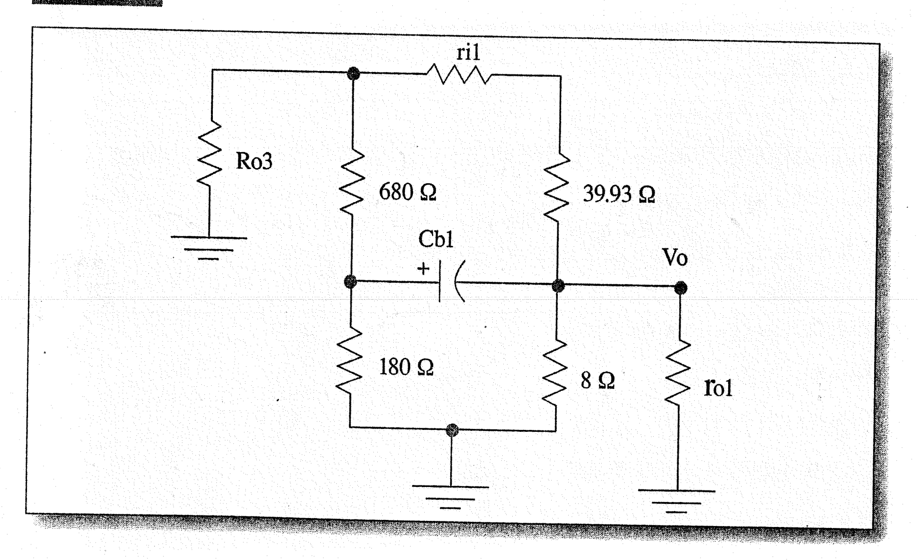


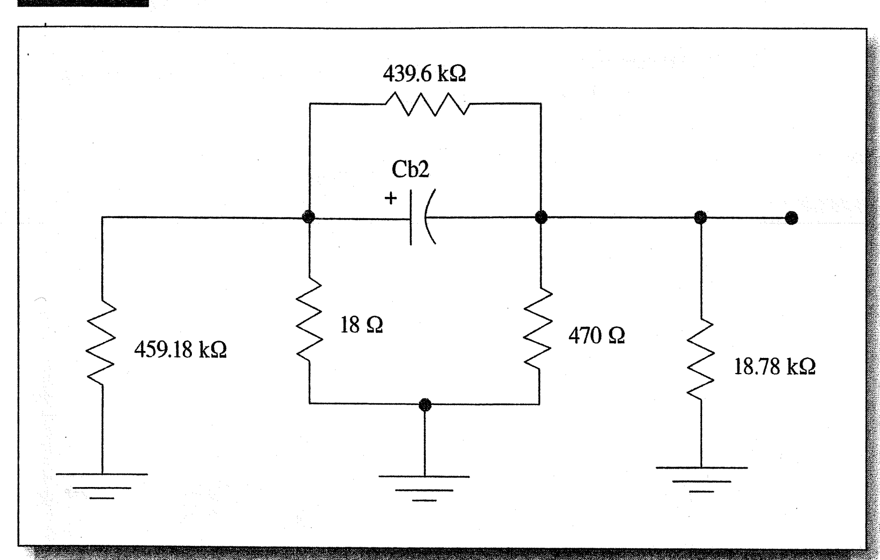
FIGURA 30



La conexión de ro1 es una aproximación circuital y se la hace para facilitar el cálculo.

Aplicando en este último circuito el teorema estrella-triángulo con 9,4KΩ, 220KΩ y hie4, se obtiene el circuito de la **Figura 35**:

FIGURA 35



Resolviendo los paralelos;

(459,18KΩ // 18Ω) ≈ 18Ω

(0,47KΩ // 18,78KΩ) = 458,52Ω

Entonces, la resistencia total que ve Cb2 es:

(18Ω + 458,52Ω) // 439,6 KΩ = 476 Ω

τ_3 = Cb2 * 476Ω y

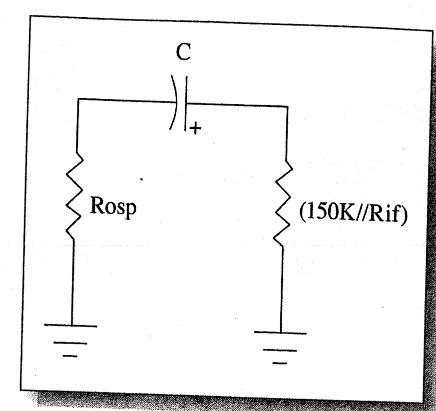
τ_3 = 1/(2π 4Hz) = 0,0397887 s

Despejando Cb2 = 83,589 uF

Valor comercial Cb2 = 100uF × 16V

4. Cálculo de C

FIGURA 36



Riaf = Rif // 150 KΩ

Riaf = 1,53MΩ // 150 KΩ= 136,75 KΩ

τ_4 = C * (Riaf + Rosp)

τ_4 = C * (136,75 KΩ + 10 KΩ)

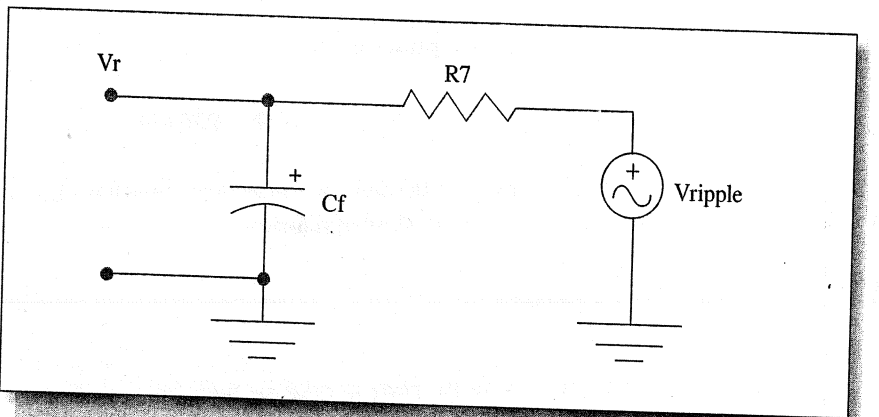
τ_4 = C * 146,75 KΩ

τ_4 = 1 / (2π 2Hz) = 0,079577 s

Despejando C = 0,542 uF, por lo tanto, valor comercial = 1 uF × 16 V

5. Cálculo de Cf

FIGURA 37



Se trata de un filtro pasabajos y su finalidad es una atenuación adicional del ripple residual de la fuente de alimentación, por lo tanto, Xcf debe ser muchísimo menor que la resistencia que ve entre sus terminales, la cual no nos interesa. Por esto la transferencia del filtro debe ser la de un atenuador.

$$Xcf = \frac{1}{(2\pi f\, Cf)}$$; f = frecuencia de ripple = 100 Hz

$$\frac{Vr}{Vripple} = \frac{1/j\omega Cf}{R7 + (1/j\omega Cf)} \leq \frac{1}{500}$$

Se está considerando una atenuación de 500 veces

$|1 + j\omega Cf\, R7| = 500$, por lo tanto, $Xcf = \frac{R7}{499} = \frac{180\ K\Omega}{499} = 360{,}721\Omega$

$$360{,}721\ \Omega = \frac{1}{(2\pi\ 100\ Hz\ Cf)}\ ;\ Cf = \frac{1}{(2\pi\ 100\ Hz\ 360{,}721\ \Omega)} = 4{,}4121\ uF$$

Valor comercial 4,7 uF; 6,8 uF o 10 uF × 35 V

Cálculo de la capacidad de compensación Cco

La capacidad de compensación tiene como finalidad asegurar la estabilidad del amplificador realimentado negativamente. La misma impone un polo dominante. La consecuencia de esto es imponer la frecuencia de corte superior del amplificador realimentado (fcsf ≥ 80 KHz).

Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3	
– 4,2333	– 642,187	0,81	➔ 2201,88

La amplificación Av = 2201,88 es la calculada a frecuencias medias. La amplificación a frecuencias altas toma la siguiente forma:

$$Ava = \frac{Av}{(1 + j\,f / fp)} = \frac{2201{,}88}{(1 + j\,f / fp)}$$

Lo que se trata de determinar es la fp, para lo cual se sabe que el |Ava| a la frecuencia de 80 KHz (la cual es dato del proyecto) es igual a: $Avf = 26{,}781/\sqrt{2}$

Planteando la ecuación:

$$18{,}937 = \frac{2201{,}88}{[1^2 + (80\ KHz / fp)^2]^{1/2}}$$

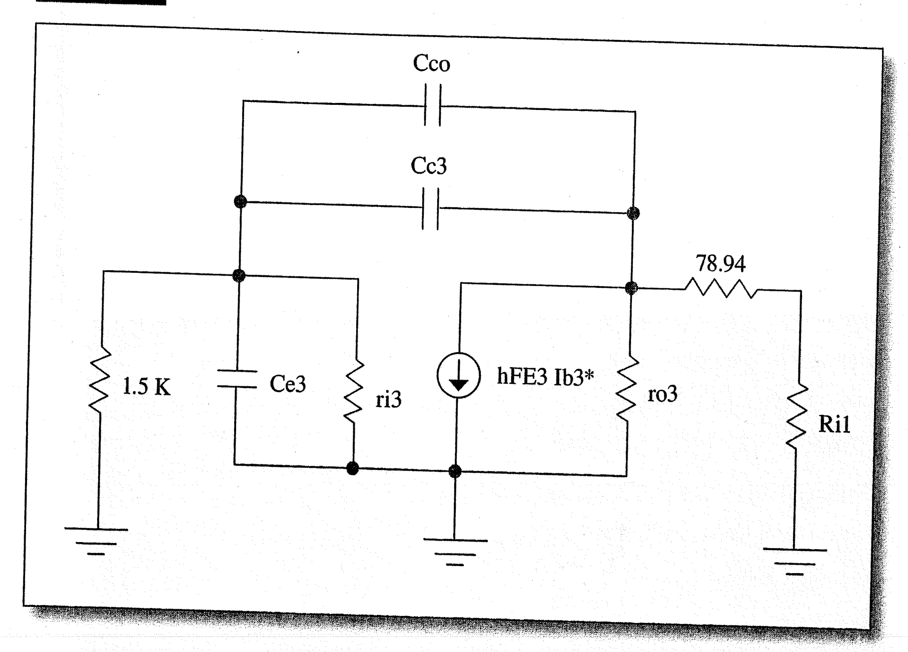
Si $80\ KHz/fp^2 >> 1$, se obtiene que:

$$\frac{80\ KHz}{fp} = \frac{2201{,}88}{18{,}937} = 116{,}274,\ \text{por lo tanto, } fp = \frac{80\ KHz}{116{,}274} = 688\ Hz$$

La capacidad de compensación se colocará en la segunda etapa, ya que ésta es la de mayor amplificación de las tres.

CIRCUITO DINÁMICO EN ALTA FRECUENCIA DE LA SEGUNDA ETAPA

FIGURA 38



Los datos del fabricante del BC337 respecto a sus capacidades parásitas son:

Cc3 = 5 pF

Esta capacidad es para una V_{CBO} de 10 V, pero en el proyecto actual la V_{CBO} es de 17,5 V – 0,7 V = 16,8 V, por lo tanto, se recurre a una expresión aproximada de la capacidad Cc3, la cual es igual a:

$$Cc3 = \frac{Cc}{[1 + (VCB / 0{,}7\ V)]^{1/3}}$$

Despejando Cc se tiene que:

$Cc = Cc3\,[1 + (VCB / 0{,}7\,V)]^{1/3} = 5\,pF\,[1 + (10\,V / 0{,}7\,V)]^{1/3} =$

$Cc = 5\,pF\,(15{,}2857)^{1/3} = 5\,pF * 2{,}48177 = 12{,}40886\,pF$

Luego se reemplaza en:

$$Cc3|16{,}8V = \frac{12{,}40886\,pF}{[1 + (16{,}8\,V / 0{,}7\,V)]^{1/3}} = \frac{12{,}40886\,pF}{2{,}924} = 4{,}2437\,pF$$

Frecuencia de transición para $I_{CQ}3$ = 19 mA es igual a 260 MHz; $\omega_{T_3} = 2\pi f_{T_3}$

$Ce3 = (gm3/\omega_T3) - Cc3;\ gm3 = 40\,I_{CQ}3\,(mA/V) = 40 * 19\,(mA/V) = 760\,mS$

$Ce3 = 465{,}222\,pF - 4{,}2437pF = 460{,}9783\,pF$

Cco es la capacidad de compensación que se agrega al dispositivo activo para obtener el polo dominante. La capacidad total de entrada considerando la capacidad Miller es:

$Ct3 = Ce3 + [(Cc3 + Cco)\,(1 + |Av3|)]$

$$fp = \frac{1}{2\pi\,(ri3\ //\ 1{,}5\,K\Omega)\,Ct3} = 688\,Hz;\ \text{recordar que } ri3 = 228{,}947\Omega$$

Despejando

$$Ct3 = \frac{1}{2\pi\,(228{,}947\Omega\ //\ 1{,}5\,K\Omega)\,688\,Hz} = 1{,}164\,uF$$

$1{,}4629\,uF = 460{,}9783\,pF + [(\,4{,}2437\,pF + Cco\,)\,642{,}187]$

$1{,}46247\,uF = (4{,}2437\,pF + Cco\,)\,642{,}187$

$4{,}2437\,pF + Cco = 1{,}812\,nF$

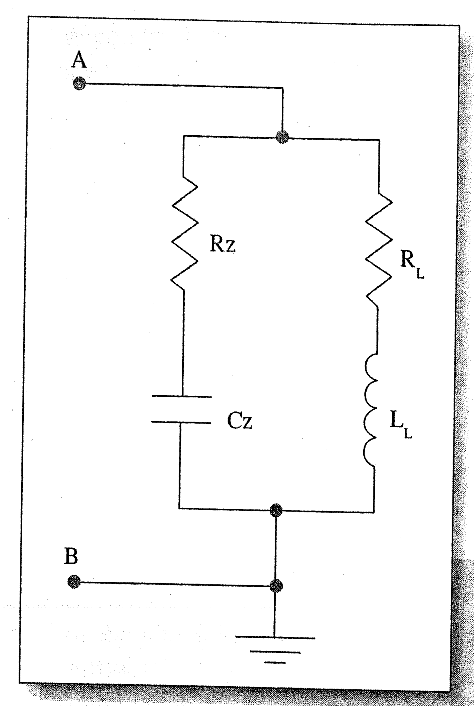
$Cco = 1{,}812\,nF - 4{,}2437\,pF = 1{,}808\,nF$ ➔ 2,2 nF valor comercial

Cco = 2,2 nF (capacitor cerámico x 50 V)

Cálculo de la red Zobel

La red Zobel es un circuito serie Rz – Cz que se conecta en paralelo con la carga. Su función, en conjunto con la carga terminal (resistiva + reactancia inductiva), es presentarle una carga casi constante e independiente de la frecuencia a los transistores de salida. Se debe recordar que un parlante es un circuito simplificado equivalente serie, cuya impedancia $\overline{Z}_L = R_L + j\,X_{L_L}$, la cual varía con el valor de la frecuencia de la señal de excitación. A continuación, se presenta el circuito de la **Figura 39**.

FIGURA 39



R_L = resistencia óhmica serie que presenta el parlante en cuestión.

L_L = inductancia del parlante.

$\overline{Z}_{A-B} = \overline{Z}z\ //\ \overline{Z}_L;\ \overline{Z}z = Rz - j\,XCz;\ \overline{Z}_L = R_L + j\,X_{L_L}$

$$\bar{Z}_{A-B} = \frac{(R_L + j\,XL_L)\,(Rz - j\,XCz)}{(R_L + j\,XL_L) + (Rz - j\,XCz)} =$$

$$\frac{R_L\,Rz - j\,XCz\,R_L + j\,XL_L\,Rz - j^2\,XL_L\,XCz}{R_L + Rz + j\,(XL_L - XCz)} =$$

$$\bar{Z}_{A-B} = \frac{R_L\,Rz\,\{1 + [(XL_L\,XCz)/(R_L\,Rz)] + j[(XL_L\,Rz) - (XCz\,R_L)]/(R_L\,Rz)\}}{(R_L + Rz)\,\{1 + j[(XL_L - XCz)/(R_L + Rz)]\}}$$

Se debe tener en cuenta que Z_{A-B} es similar a R_L (para toda la banda de paso), pero en el caso de resonancia en donde XL_L es igual a XCz se tiene que:

$$\bar{Z}_{A-B} = \frac{R_L\,Rz\,\{1 + [(XL_L\,XCz)\,/\,(R_L\,Rz)]\}}{(R_L + Rz)}$$

y si $Rz = R_L$ se tiene que:

$$\bar{Z}_{A-B} = \frac{R_L}{2}\,\{1 + [(XL_L\,XCz)\,/\,(R_L^2)]\}$$

por lo tanto, debe suceder que:

$$\{1 + [(XL_L\,XCz)\,/\,(R_L^2)]\} = 2$$

$$(XL_L\,XCz)\,/\,(R_L^2) = 1;\; XL_L = 2\,\pi\,f\,L_L \text{ y } XCz = 1\,/\,(2\,\pi\,f\,Cz)$$

y despejando Cz: $Cz = \dfrac{L_L}{R_L^{\,2}}$

La condición de diseño es adoptar Rz igual a 8,2Ω o 10Ω. Habitualmente se adopta Rz igual a 10Ω y un valor práctico para Cz es de 100nF. Es importante calcular la potencia disipada por Rz, sobre todo en el caso de alta frecuencia (a partir de la frecuencia de corte superior), ya que en esta situación:

$$XCz = 1/(2\,\pi\,80\text{ KHz}\,100\text{ nF}) = 19{,}984\ \Omega \text{ y } |\bar{Z}z| = \sqrt{Rz^2 + XCz^2}$$

$$|\bar{Z}z| = \sqrt{10^2 + 19{,}984^2} = 22{,}346\ \Omega$$

La tensión de salida pico en esta situación es igual a $15{,}5\ V/\sqrt{2}$ = 10,96 V y el valor eficaz correspondiente es 7,75 V. Entonces, la corriente eficaz que circula por Rz es igual a 7,75 V / 22,346 Ω = 0,3356 A y, por lo tanto, la potencia que debe disipar Rz es Pd = $(0{,}3356\text{ A})^2$ 10 Ω = 1,126 W ➔ 2 W (valor comercial).

Cálculo del rendimiento máximo real del amplificador

$$\eta\% = \frac{Po}{Pcc} \times 100;\; Po = 15\text{ W (RMS)}$$

$$Pcc = \frac{1}{2\pi}\,\{\int_0^{2\pi} Vcc\,(20mA + 19mA + 0{,}5mA)\,d\omega t + 2\int_0^{\pi} (Vcc/2)\,1{,}9365A\,\text{sen}(\omega t)\,d\omega t\}$$

$$Pcc = \frac{1}{2\pi}\,\{\int_0^{2\pi} 35V\,39{,}5mA\,d\omega t + 35V\,1{,}9365A \int_0^{\pi} \text{sen}(\omega t)\,d\omega t\}$$

$$Pcc = \frac{1}{2\pi}\,\{35V\,39{,}5mA \int_0^{2\pi} d\omega t + 35V\,1{,}9365A \int_0^{\pi} \text{sen}\,(\omega t)\,d\omega t\}$$

$$Pcc = 35V\,39{,}5mA + \frac{1}{\pi}\,35V\,1{,}9365A$$

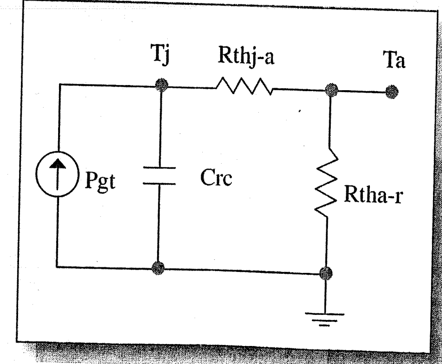
$$Pcc = 1{,}3825W + 21{,}574248W = 22{,}95675W$$

$$\eta\% = \frac{15W}{22{,}95675W} \times 100 = 65{,}34\%$$

Cálculo de disipadores

El comportamiento térmico de un transistor bipolar puede ser representado por medio de una analogía eléctrica, como se describe en el circuito de la **Figura 40**.

FIGURA 40



Pgt ➔ Potencia generada por el transistor, la cual se debe disipar.

Crc ➔ Representa el efecto del calor retenido en la juntura al comienzo del funcionamiento del transistor (régimen transitorio).

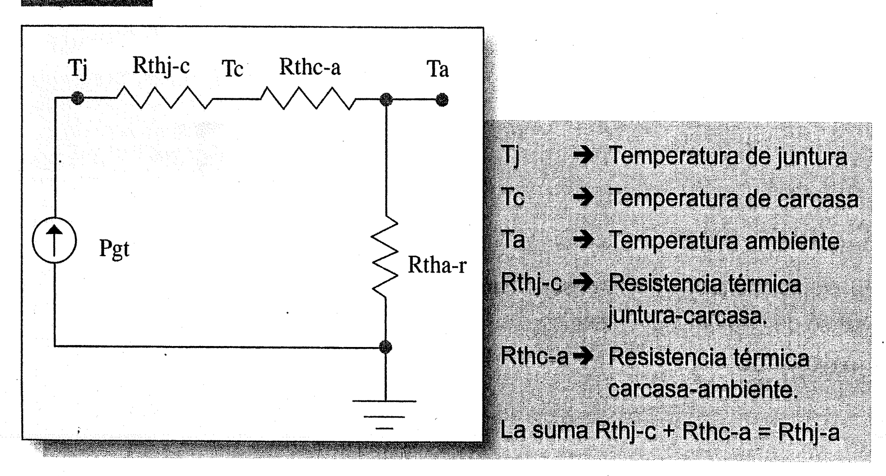
Rthj-a → Resistencia térmica juntura-ambiente. Es la que se opone a la transferencia del calor generado en la juntura al medio ambiente.

Rtha-r → Resistencia térmica simbólica que justifica la diferencia entre la temperatura ambiente y la de referencia.

Donde la generación de potencia por parte del transistor es representada por un generador de corriente, las diferencias de temperatura equivalen a diferencias de potencial; y las resistencias térmicas, que se oponen a la circulación del calor, son representadas por resistencias eléctricas.

Cuando el transistor se pone en funcionamiento tarda un cierto tiempo hasta adquirir su régimen térmico permanente, por lo tanto, el estudio se realiza para esta condición.

FIGURA 41



En el circuito anterior ya no se tiene en cuenta la Crc, porque el estudio se realiza para el régimen permanente. La temperatura de juntura es dato del fabricante, quien la brinda como la máxima temperatura (Tjmax) que puede soportar el transistor. Superada ésta, el dispositivo se deteriora. Para los transistores de silicio, Tjmax se encuentra entre los 150°C y 200°C, según el tran-

sistor. Generalmente, los fabricantes dan los datos de Rthj-a y Rthj-c. Otra simbología para estas resistencias térmicas es θj-a = Rthj-a; θj-c = Rthj-c.

Cálculo del disipador para los transistores BD437/BD438

Datos: Pgt = 5,8 W; Tjmax = 150 °C; Rthj-a = 100 °C/W; Rthj-c = 3,5 °C/W; a esta última resistencia térmica algunos fabricantes la denominan Rthj-mb.

El primer paso consiste en determinar si el transistor en cuestión necesita un disipador, para lo cual se realiza el siguiente planteo:

La máxima potencia que puede generar y disipar el transistor sin disipador es:

$$\text{Pdt} = \frac{\text{Tjmax} - \text{Ta}}{\text{Rthj} - \text{a}}$$

Tjmax y Rthj-a son datos proporcionados por el fabricante, por consiguiente, se debe determinar la temperatura ambiente de trabajo del dispositivo; se supone una Ta = 25°C. Es importante destacar que la Pdt depende notoriamente de esta temperatura y, por lo tanto, de sus variaciones.

$$\text{Pdt} = \frac{150°\text{C} - 25°\text{C}}{100°\text{C/W}} = 1{,}25\ \text{W}$$

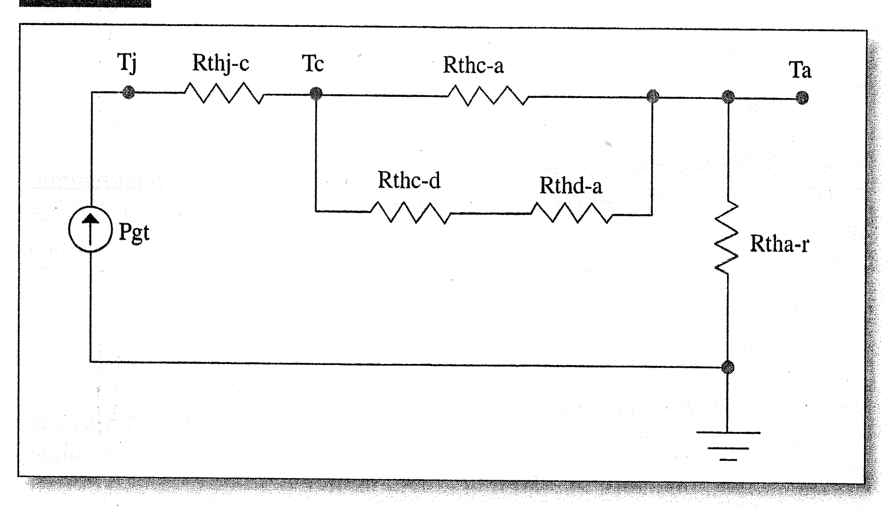
Como se puede apreciar, ésta es la máxima potencia que el transistor puede disipar sin la necesidad de utilizar un disipador. Sin embargo, se debe tener presente que el transistor se encuentra al límite, ya que si aumenta la temperatura ambiente, este dispositivo se deteriora; porque se supera su temperatura de juntura máxima. No obstante, se verifica que Pgt es mayor que Pdt; en números 5,8 W es mayor a 1,25 W, y esto determina la necesidad de utilizar un disipador.

En la **Figura 42** se presenta un nuevo circuito que contempla el uso de un disipador. Esto se resume en la aparición de dos nuevas resistencias térmicas: Rthc-d y Rthd-a. La primera se debe al tipo de montaje utilizado para montar el transistor sobre el disipador y la segunda, al disipador. Se debe recordar que el uso de éste permite aumentar el área de contacto del transistor con el medio ambiente, logrando una mayor transferencia de calor al mismo. Resumiendo, el uso del disipador permite reducir notoriamente el valor elevado de

Rthc-a, dado que tratándose de resistencias térmicas, el paralelo lo dominan las más pequeñas. Existen cuatro maneras de montar un transistor sobre un disipador de aluminio:

1. Montaje directo
2. Montaje directo + grasa siliconada
3. Montaje con mica
4. Montaje con mica y grasa siliconada

FIGURA 42



El proyecto comienza de la siguiente manera:

1. Se adopta una temperatura Tj que debe ser menor a la especificada por el fabricante. Cuanto menor sea, más confiable será el comportamiento del transistor. Para nuestro proyecto se comienza con Tj = 100°C, ya que el máximo para un proyecto permitido es de 130°C.

2. Se calcula la resistencia térmica total:

$$Rtht = \frac{Tj - Ta}{Pgt} = \frac{100°C - 25°C}{5{,}8\ W} = 12{,}93°C/W$$

3. Rtht = Rthj-c + [Rthc-a // (Rthc-d + Rthd-a)]

   Rtht – Rthj-c = Rthc-a // (Rthc-d + Rthd-a)

   12,93°C/W – 3,5°C/W = 96,5°C/W // (Rthc-d + Rthd-a)

   9,431°C/W = 96,5°C/W // (Rthc-d + Rthd-a)

   Se despeja

   (Rthc-d + Rthd-a) = (9,431°C/W * 96,5°C/W)/(96,5°C/W – 9,431°C/W)

   (Rthc-d + Rthd-a) = 10,452°C/W

   El encapsulado de los BD 437/438 es el TO-126, por lo tanto, en la siguiente tabla se obtendrá la Rthc-d según el tipo de montaje que se elija. Para el siguiente proyecto se adoptará el montaje con mica y grasa siliconada.

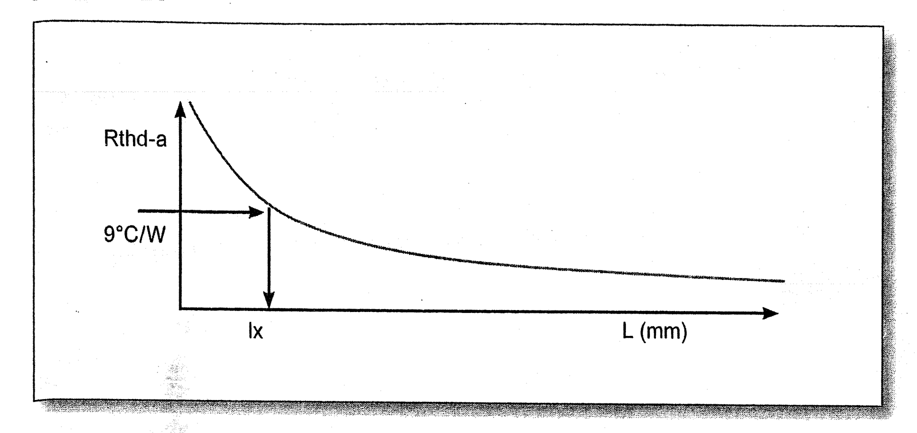
4. Tabla para obtener la Rthc-d según el encapsulado y el tipo de montaje

RESISTENCIA TÉRMICA CARCASA - DISIPADOR				
Tipo de disipador	Montaje directo	Montaje directo con grasa siliconada	Montaje con mica	Montaje con mica y grasa siliconada
TO-3	0,25	0,12	0,75	0,45
TO-3T	0,45	0,25	1	0,65
TO-5	1	0,7	---	---
TO-39	1	0,7	---	---
TO-59	1,2	0,7	2,1	1,5
TO-66	1,1	0,65	1,8	1,4
TO-90	0,5	0,3	1,15	0,9
TO-117	2	1,7	---	---
TO-126	1,4	1	2	1,5
TO-152	0,8	0,5	1,4	1,2
TO-202	0,8	0,5	1,4	1,2
TO-220	0,8	0,5	1,4	1,2
SOT-32	1,4	1	2	1,5
SOT-48	1,8	1,5	---	---

A continuación, utilizando la tabla, se tiene para Rthc-d = 1,5°C/W; por lo tanto, se despeja la Rthd-a = 10,452°C/W – 1,5°C/W = 8,952°C/W ≈ 9°C/W.

Con este valor obtenido de la Rthd-a se debe entrar a los gráficos de los perfiles de aluminio existentes en el mercado, los cuales brindan la gráfica de Rthd-a = f(longitud).

FIGURA 43

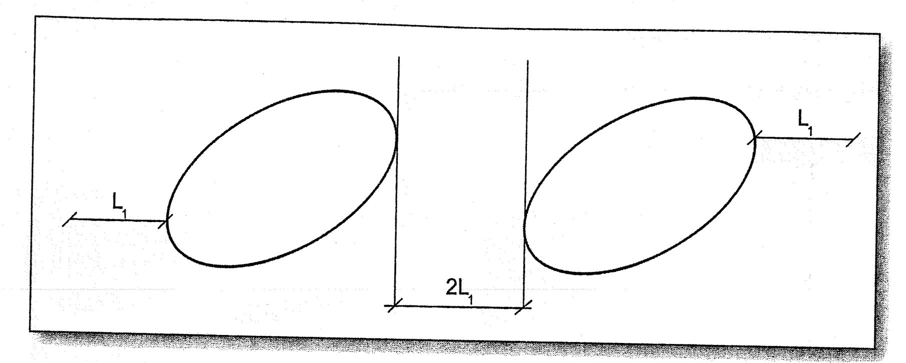


En el eje de ordenadas se entra con el valor de la Rthd-a calculada, la cual es de 9°C/W.

En el eje de abcisas se obtiene "lx", la cual es la longitud que se debe cortar del perfil elegido, según las necesidades mecánicas de montaje del encapsulado en cuestión. Esta dimensión corresponde para un solo transistor, por lo tanto, el otro tendrá el mismo tamaño de disipador.

Lo que puede suceder es que se quiera montar los transistores sobre un mismo disipador. En este caso, el disipador tendrá el doble de longitud que el calculado originalmente y el montaje se debe realizar como lo indica el dibujo de la **Figura 44**.

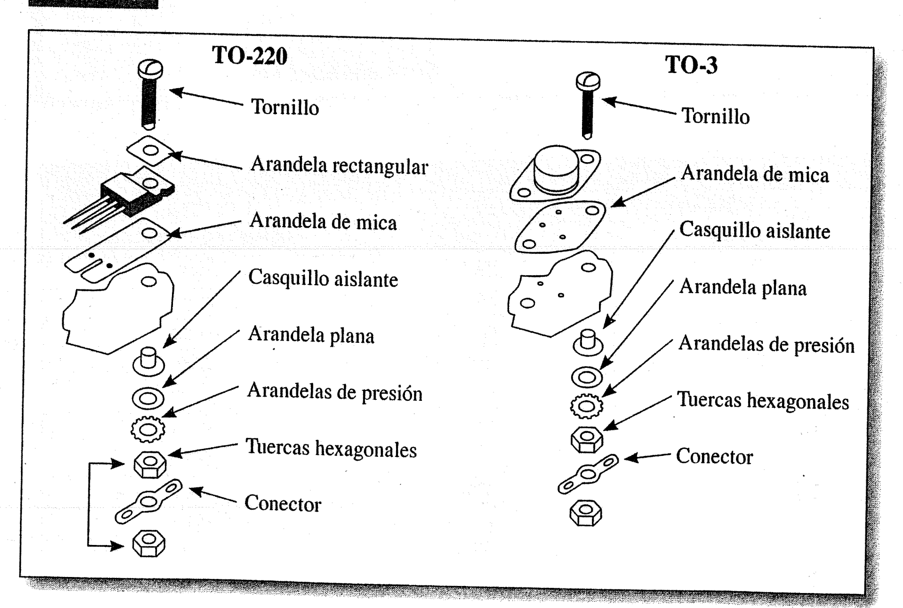
FIGURA 44



En este proyecto, el perfil de aluminio seleccionado es el U1 (20 × 15 mm.) y la longitud obtenida es de 60 mm para un transistor. Si se desea montar los dos en el mismo disipador, la longitud de dicho disipador será de 120 mm.

Normas de montaje para los transistores de potencia

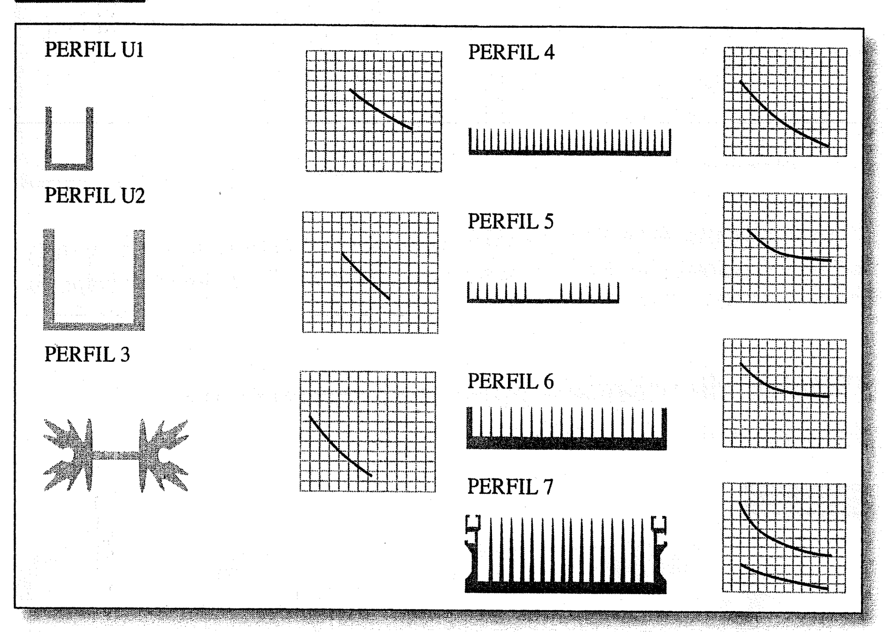
FIGURA 45



La grasa siliconada se debe aplicar de manera racional, la mínima e indispensable para aumentar el área de contacto. El exceso de la misma actúa en contra de la disipación.

Algunos tipos de perfiles en carácter demostrativo:

FIGURA 46



CORRECCIÓN EN FUNCIÓN DEL USO DE VENTILACIÓN FORZADA		
RÉGIMEN DE VENTILACIÓN		FACTOR DE CORRECCIÓN "F"
Litros / seg.	m³ / hora	
8	28,8	0,8
15	50,4	0,67
20	68,4	0,54
30	108	0,45
40	144	0,38
50	180	0,34
60	216	0,32
70	252	0,27
80	288	0,23
90	324	0,21

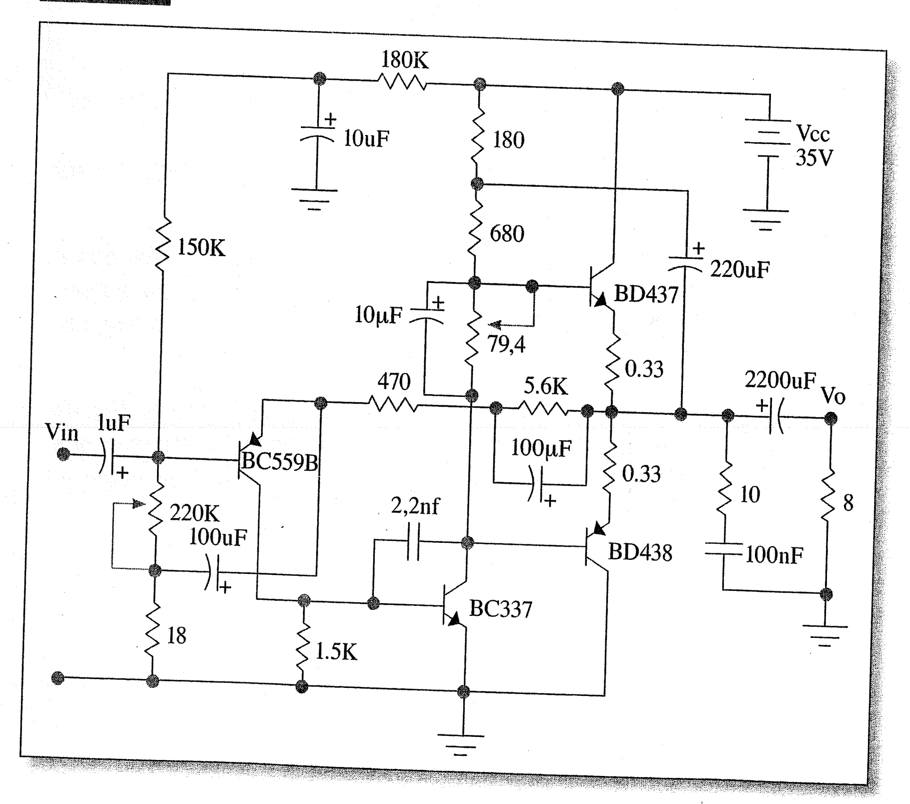
El montaje del disipador tiene que ser de tal manera que exista la posibilidad de flujo de aire desde el exterior a través de los orificios de ventilación del gabinete. De igual manera, si se utiliza ventilador o "cooler", la orientación del flujo de aire se debe producir de forma que atraviese longitudinalmente el disipador y en dirección a los orificios de ventilación de ambos lados del gabinete en cuestión. El factor de corrección se utiliza de la siguiente forma:

(1 / F) * Rthd-a = Rthd-a-vent

Este último valor obtenido es menor al calculado en principio, por lo tanto, se entra a la curva del disipador respectivo, obteniéndose un disipador con una longitud lx menor.

Circuito del amplificador de potencia terminado

FIGURA 47



El presente circuito fue simulado en PSPICE y se obtuvieron diferencias mínimas que se detallan a continuación:

- Rv1 de 79,4Ω a 67Ω
- R3 de 1,5 KΩ a 1,8 KΩ
- R2 de 680Ω a 470Ω

De todas maneras, siempre se debe armar un prototipo y someterlo a las mediciones pertinentes. Así, se puede garantizar las especificaciones técnicas del amplificador y su correcto funcionamiento.

Puesta en marcha y calibración del amplificador

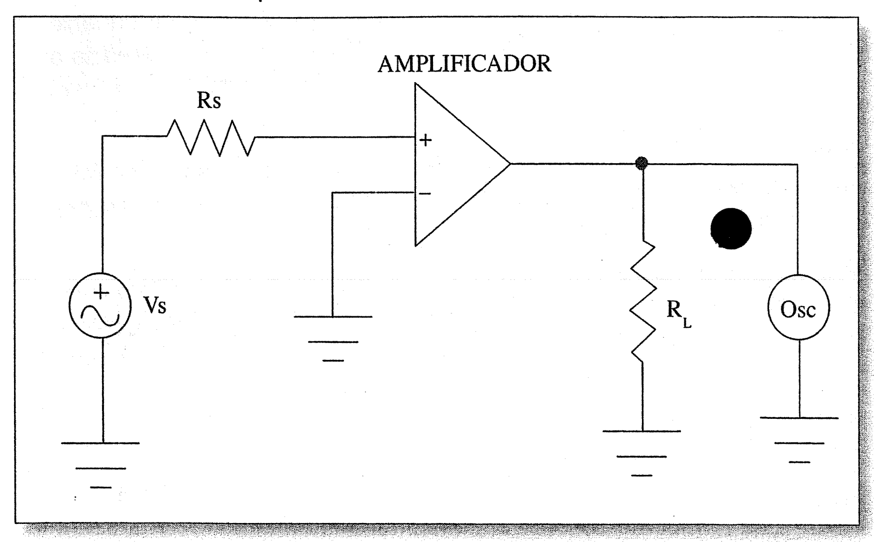
Una vez que se ha terminado de armar el prototipo del amplificador, se procede de la siguiente manera:

1. Se realiza por última vez, antes de las mediciones pertinentes, una verificación ocular del conexiado de los componentes, se pone Rv1 a su menor valor y Rv2, mediante el empleo de un óhmetro, se ajusta al valor de 209 KΩ.
2. Se puede conectar como carga terminal un reóstato de laboratorio calibrado en 8Ω.
3. Se procede a calibrar la tensión de la fuente de alimentación de laboratorio. En primera instancia se lo hace en vacío mediante el uso de un voltímetro digital (sin aplicación de excitación de señal).
4. Luego, se conecta la fuente de alimentación, limitándole, inicialmente, la corriente de salida. Verificando entonces que no haya sobrecarga, se aumenta el nivel de limitación de corriente y con un voltímetro digital se vuelve a ajustar la tensión de salida al valor deseado, pero con carga.
5. Se realizan las mediciones de C.C., las concernientes, en primera instancia, a los puntos Q de T3 y T4, y la tensión existente entre el nodo de salida y masa.
6. Luego, se le deben conectar al amplificador, un generador de señales y un osciloscopio.
7. El generador se deberá ajustar para proveer en principio una señal senoidal de 100mV pico a pico y frecuencia igual a 1KHz.

8. Se visualiza con el osciloscopio la señal de salida y de entrada, verificando la normalidad de las mismas. Después, se conecta en paralelo con R5 (18 Ω) un capacitor electrolítico de 10 uF × 16 V y se aprecia a la salida la distorsión por cruce. La misma se corrige ajustando el preset Rv1 hasta que dicha distorsión desaparece.
9. Luego, se desconecta el capacitor que se conectó en paralelo con R5 y se visualiza en el osciloscopio la señal pico a pico sobre la salida y sobre la entrada. Se calcula Avf y se compara con el valor teórico.
10. A continuación, se debe aumentar el nivel de la señal de excitación un poco por encima del valor de la sensibilidad (similar a 1,2V pico a pico a la entrada) para visualizar recorte en la señal de salida, luego se procede a ajustar el recorte simétrico de la misma con el preset Rv2.
11. Se vuelve a ajustar la distorsión por cruce como en el punto 8 y se verifica nuevamente el punto 10.
12. Después, se excita con una señal igual a la sensibilidad y se verifica la señal de salida, la cual deberá ser una senoidal sin ningún tipo de distorsión apreciable.
13. Finalmente, para medir la distorsión armónica total (THD) del amplificador, se debe recurrir a la utilización de un analizador de espectros conectado a la salida del amplificador, previa verificación de la señal proveniente del generador de señales, y hacer su análisis de espectros. La medición se comienza para una frecuencia de una señal senoidal de 1 KHz y a plena potencia de salida del amplificador. Luego, se repite la medición para bajas frecuencias 100 Hz – 200 Hz de la excitación y, finalmente, a 4 KHz – 5 KHz. Fundamentalmente, se deben medir la incidencia de la segunda y tercera armónica, y aplicar la fórmula del cálculo de THD porcentual.
14. Medición del ancho de banda

    La medición consiste en la mensura del tiempo de establecimiento y la flecha, para lo cual se requiere el siguiente instrumental:
    - Un osciloscopio
    - Un generador de señales
    - Una fuente de alimentación de laboratorio
    - Un multímetro digital
    - Varios

FIGURA 48 Circuito para la medición



15. Medición del tiempo de establecimiento

El efecto de las capacidades parásitas de los dispositivos activos operando en alta frecuencia se manifiesta integrando la señal de salida. Esto se puede presentar como un amplificador ideal y una red R-C conectada al mismo, de tal manera de tener el mismo efecto o fenómeno a la salida del amplificador. Resumiendo:

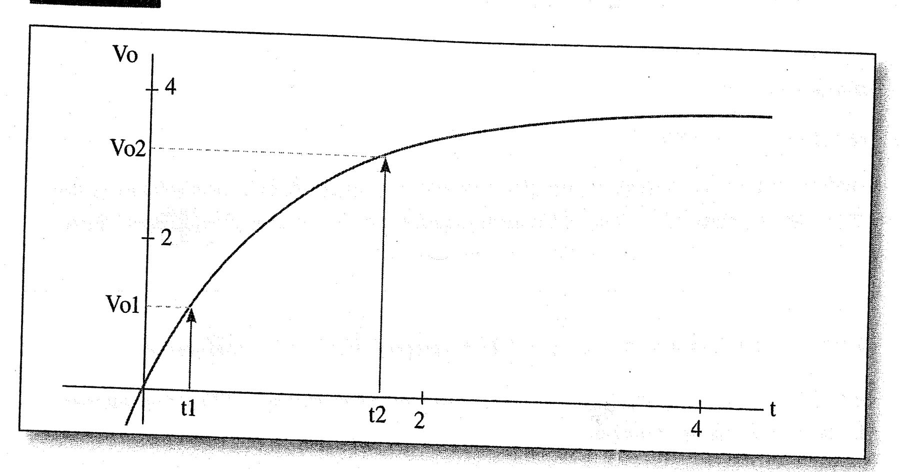
Amplificador real = Amplificador ideal + red R-C

La respuesta transitoria de esta red R-C de tipo integradora al escalón de tensión es:

$$Vc(t) = Vf\,[1 - e^{-(t\,/\,RC)}]$$

Entonces, se excita el amplificador bajo ensayo con una señal rectangular y se aumenta la frecuencia de la misma hasta visualizar en el osciloscopio el fenómeno de integrar el flanco positivo de dicha señal de excitación. Luego, se define el tiempo de establecimiento (te) como el tiempo transcurrido entre el 10% de la amplitud final de la señal de salida y el 90% de la misma.

FIGURA 49



Para el tiempo t1 (correspondiente al 10% del valor final de la señal de salida del amplificador) se tiene que:

$Vo1 = Vof\,[1 - e^{-(t1/RC)}]$; pero $Vo1 = 0,1\,Vof$ y para t2 (para el 90%)

$Vo2 = Vof\,[1 - e^{-(t2/RC)}]$; pero $Vo2 = 0,9\,Vof$

Reemplazando se tiene que:

$0,1\,Vof = Vof\,[1 - e^{-(t1/RC)}]$

$0,9\,Vof = Vof\,[1 - e^{-(t2/RC)}]$

Operando convenientemente se obtiene que:

$1 - 0,1 = e^{-(t1/RC)}$

$1 - 0,9 = e^{-(t2/RC)}$

Dividiendo la primera ecuación por la segunda:

$$\frac{0,9}{0,1} = \frac{e^{-(t1/RC)}}{e^{-(t2/RC)}}$$

$9 = e^{[(t2 - t1)\,/\,RC]}$

$\ln 9 = \ln e^{(t2 - t1)\,/\,RC]}$

$2,19722 = [(t2 - t1)\,/\,RC]$; pero $(1\,/\,RC) = \omega cs$

De tal forma que:

$2{,}2 = te\ \omega cs = te\ 2\ \pi\ fcs$

Despejando fcs (frecuencia de corte superior) se obtiene que:

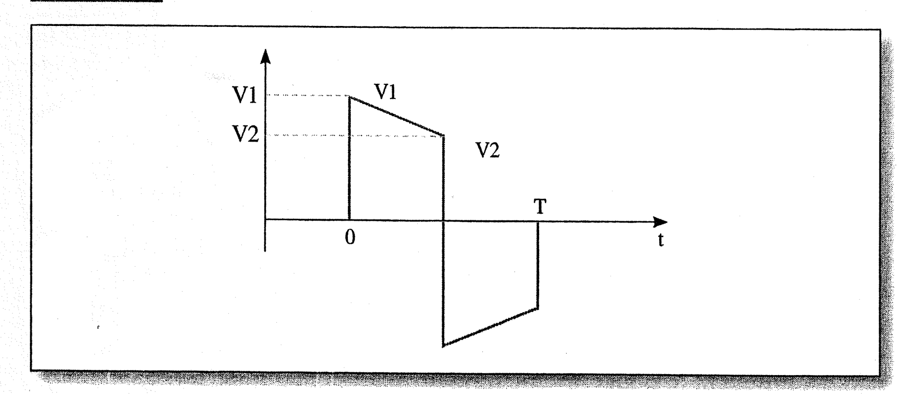
$$fcs = \frac{2{,}2}{2\ \pi\ te} = \frac{0{,}35}{te}$$; recordar que te = tiempo de establecimiento.

Esta última expresión es fácil de recordar y de realizar, que se trata de medir este tiempo en el osciloscopio.

16. Medición de la flecha:

Se utiliza una señal rectangular de baja frecuencia para la excitación, con el fin de obtener una señal de salida como la de la **Figura 50**.

FIGURA 50



La pendiente negativa en el semiciclo positivo se debe al fenómeno físico de la descarga de un capacitor. Matemáticamente hablando se tiene que:

$V2 = V1\ [e^{-(t/RC)}]$

Como se ve en la **Figura 50**, V1 es mayor que V2

Trasponiendo términos se plantea que:

$$\frac{V1}{V2} = \frac{1}{[e^{-(t/RC)}]} = [e^{(t/RC)}]$$

$\ln\ (V1\ /\ V2) = \ln\ e^{(t/RC)}$

$\ln\ (V1\ /\ V2) = (t\ /\ RC)$; pero $t = T/2$ (T = período de la señal de salida)

Y, además, en este caso:

$(1\ /\ RC) = \omega ci = 2\ \pi\ fci$

Reemplazando convenientemente:

$$\ln\left(\frac{V1}{V2}\right) = \frac{T\ 2\ \pi\ fci}{2}$$

y despejando fci:

$$fci = \frac{1}{\pi\ T} \ln\left(\frac{V1}{V2}\right)$$

Entonces, se mide en el osciloscopio las amplitudes V1 y V2, y el período de la señal de salida. Se aplica la última expresión y queda determinada la frecuencia de corte inferior.

PROYECTO DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA Hi-Fi

PARTE

3

Proyecto de un amplificador de potencia Hi-Fi

Un amplificador de potencia de Hi-Fi se caracteriza por tener muy baja distorsión armónica. Además, en su etapa de entrada debe haber un amplificador diferencial, cuatro o seis etapas, dos canales para la amplificación de la señal, fuente partida, un alto factor de *damping* y potencias de salida superiores a 40 W.

Datos para el proyecto

Po =	100 W (rms)	fcsf ≥	100 KHz	Fd	≥ 250
Rl =	4Ω	fcif =	0 Hz	THD%	< 0,1%
S =	0,4 V (rms)	Riaf ≥	80 KΩ		

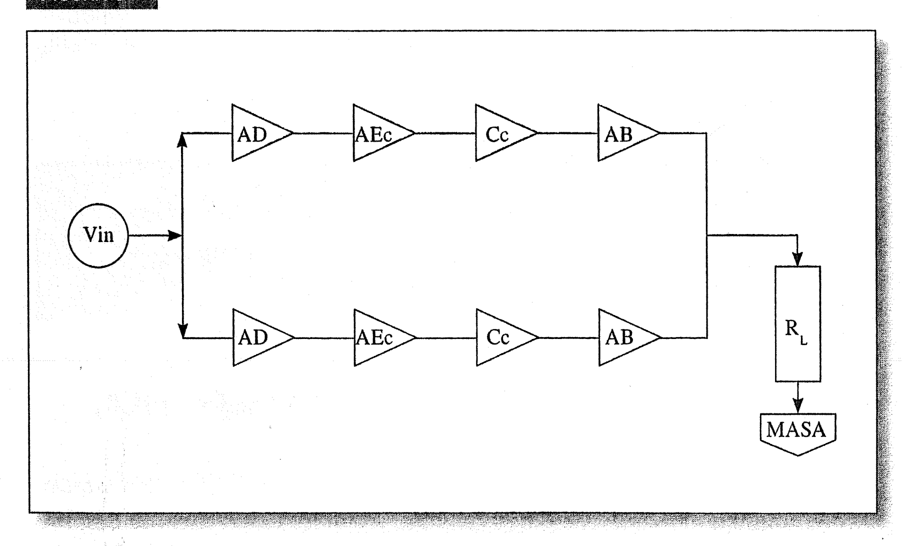
Diagrama en bloques de un amplificador Hi-Fi

A continuación se presenta un diagrama en bloques constituido por cuatro etapas. La primera, un amplificador diferencial para ambas vías; la segunda, un emisor común con carga activa; la tercera junto con la cuarta forman un D'Arlington de tipo seguidor. La amplificación de tensión a lazo abierto la determinan la primera y segunda etapa, fundamentalmente esta última. El amplificador diferencial debe poseer las siguientes características: ser

asimétrico y tener alta resistencia de entrada, por lo tanto, tiene resistencias en emisor. Éstas introducen realimentación negativa localmente del tipo corriente-serie, lo que aumenta la resistencia de entrada y salida de dicha etapa, y linealiza la transferencia de la misma. Por último, debe tener una excelente estabilidad de la polarización, ya que de ésta dependen las subsiguientes. Se debe recordar que debe haber acoplamiento directo.

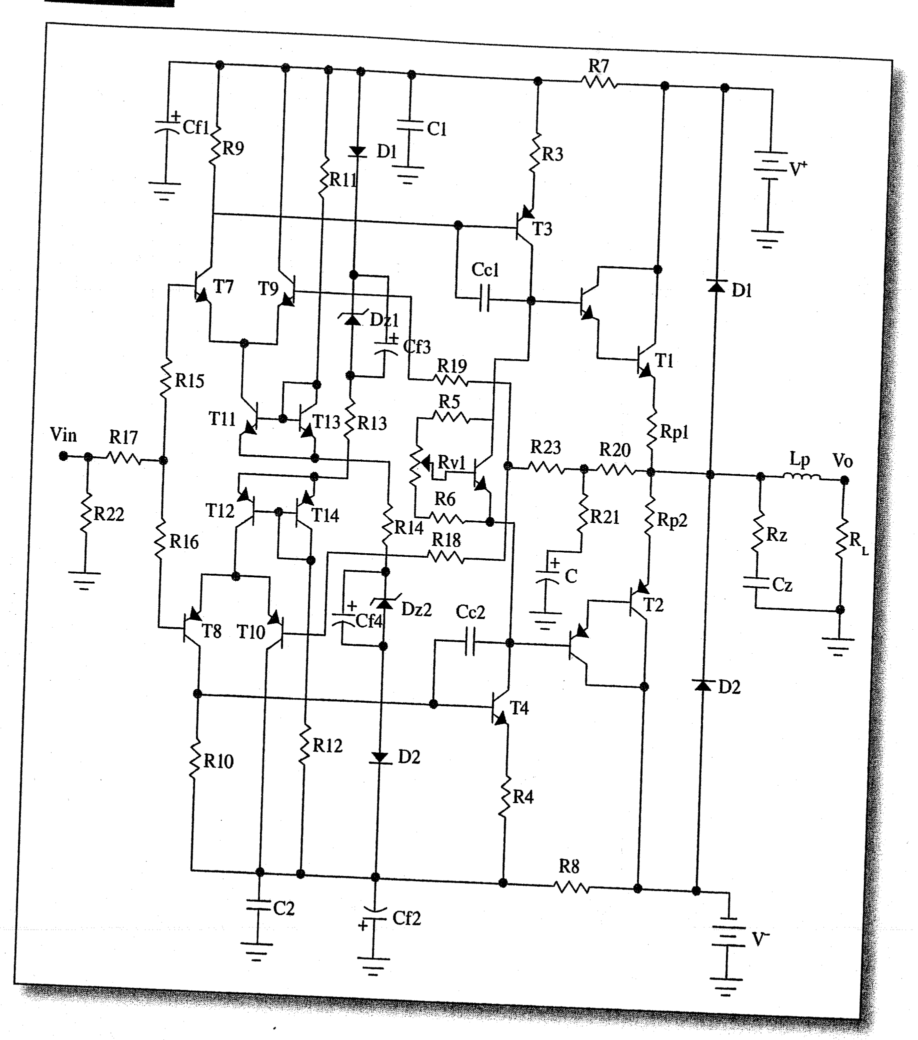
La segunda etapa es un emisor común con Re sin puentear y con carga activa. La resistencia de emisor tiene como objetivo introducir una pequeña realimentación negativa local tipo corriente-serie para linealizar las características de transferencia de la etapa y, además, proveer la mayor amplificación de tensión posible. La tercera y cuarta etapa conforman un D'Arlington de tipo seguidor emisivo, cuya función es presentarle una carga dinámica lo más alta posible a la segunda etapa para obtener la mayor amplificación de tensión por parte de ésta, y además obtener la resistencia dinámica realimentada de salida lo mas pequeña posible, la cual caracteriza a los mejores amplificadores de potencia de audio.

FIGURA 51



Para cumplir con las descripciones anteriores, se presenta el circuito de la **Figura 52**, el cual cumple con las características descritas:

FIGURA 52



El circuito anterior se encuentra compuesto por tres etapas (si consideramos al D'Arlington como una etapa):

- Etapa de salida complementaria D'arlington clase AB
- Etapa excitadora simétrica con carga activa clase A
- Etapa de entrada diferencial simétrica con acoplamiento directo

Cálculo de Vomax

$$Po = \frac{(Voef)^2}{R_L};\ Voef = \frac{Vomax}{\sqrt{2}};$$

De tal forma que:

$$Po = \frac{(Vomax)^2}{2\,R_L}$$

Despejando $Vomax = \sqrt{2\,Po\,R_L} = \sqrt{(2\ 100W\ 4\Omega)} = 28{,}284V$

Cálculo de Voef máxima

$$Voef = \frac{Vomax}{\sqrt{2}} = \frac{28{,}284\ V}{\sqrt{2}} = 20V$$

Cálculo de Iomax

$$Iomax = \frac{Vomax}{R_L} = \frac{28{,}284\ V}{4\Omega} = 7{,}071\ A$$

Se adopta Rp1 = Rp2

Rp1 = Rp2 = 0,22Ω

Cálculo de las fuentes de alimentación

Se realiza el cálculo para una fuente, la otra es de idéntica magnitud.

Considerando la fuente positiva se tiene que:

$V^+ = Iomax\ (R1 + Rp1) + Vcesat1$

Vcesat1 se adopta en 2V, ya que todavía no se ha seleccionado los transistores de salida. Luego se verificará este parámetro.

$V^+ = 7{,}071\ A * 4{,}22\ \Omega + 2\ V = 31{,}834\ V$ ➔ se adopta 32 V; luego $V^- = -32\ V$

Selección de los transistores de salida (par complementario)

Cálculo de la potencia disipada máxima por los transistores de salida:

$$P_{DAVmax} = \frac{[1{,}1(V^+ + V^-)]^2}{4\,\pi^2\,(0{,}8\ R1)} = \frac{(1{,}1\ 64\ V)^2}{40\ (0{,}8\ 4\Omega)} = \frac{(70{,}4\ V)^2}{128\ \Omega} = 38{,}72\ W$$

Parámetros requeridos	Resultados obtenidos	TIP 122/127 (D'Arlington)	TIP 142/147 (D'Arlington)	BD 901/902 (D'Arlington)
Icmax ≥	7,071 A	5 A	10 A	8 A
BV_{CEO} ≥	85,33 V	100 V	100 V	100 V
P_{DAVmax} ≥	38,72 W	65 W (*)	125 W(**)	70 W (***)
h_{FE}	EL MAYOR	1500	4000	750

* a una Tc = 25°C

** a una Tc = 25°C

*** a una Tc = 25°C

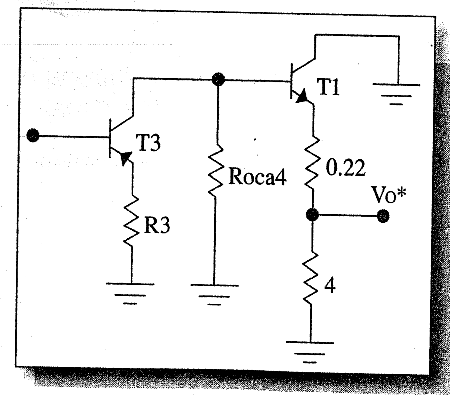
La selección recae en el par D'Arlington TIP 142/147, con el TIP 142 a T1 y a T2 por el TIP 147.

Selección de los excitadores

$$Ib1max = \frac{Iomax}{1 + h_{FE}1} = \frac{7{,}071\ A}{4001} = 1{,}767\ mA$$

Se tendrá en cuenta el circuito dinámico de la **Figura 53**.

FIGURA 53



Se realiza el análisis considerando la vía que amplifica el semiciclo positivo, la cual es idéntica que para la vía del semiciclo negativo.

Roca4 = es la resistencia dinámica de salida que presenta la malla de salida del transistor 4 + Rtp.

Ri1 = es la resistencia dinámica de entrada que presenta el T1.

FIGURA 54

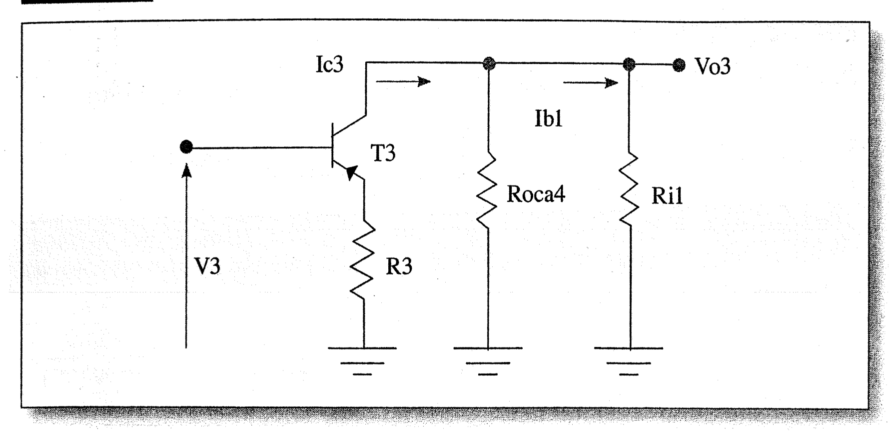
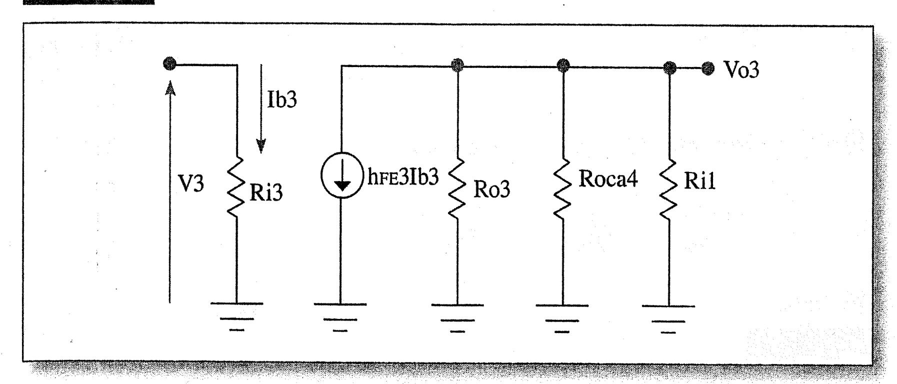


FIGURA 55



Roca4 = Ro4 + Rtp ≈ Ro4; Rtp es la resistencia dinámica que impone el circuito multiplicador de V_{BE} y Ro4 = ro4 {1 + [h_{FE}4 R4 / (ri4 + R4 + R10)]}.

Ro4 es la resistencia de salida dinámica de la carga activa que involucra a T4.

La etapa excitadora trabaja en clase A y se debe cumplir que $I_{CQ}3$ es mayor o igual a Ic3, es decir, $I_{CQ}3$ es mayor o igual a 1,767 mA. Sin embargo, se debe contemplar que la magnitud de $I_{CQ}3$ también determina a gm3 y ésta interviene en la ganancia de tensión de esta etapa.

A continuación se plantea la amplificación de tensión de esta etapa. (A2)

Av3 = Vo3/V3 (A2)

Vo3 = - h_{FE}3 Ib3 (Ro3 // Roca4 // Ri1) ; a (Ro3 // Roca4 // Ri1) = Ros3

V3 = Ib3 Ri3, Vi3 = Ib3 ri3; Ri3 = ri3 +R3(1 + h_{FE}3)

Se debe recordar que ri3 es la resistencia dinámica de la juntura base-emisor del transistor excitador. También se debe tener presente que h_{FE}3 Ib3 = gm3 Vi3.

$$Av3 = \frac{Vo3}{V3} = \frac{-gm3\ Vi3\ (Ro3 // Roca4 // Ri1)}{V3} \approx \frac{-gm3\ Ros3\ \cancel{V3}\ ri3 / [ri3 + R3\ (1+hFE3)]}{\cancel{V3}}$$

En primera instancia vamos a suponer que (Ro3 // Roca4 // Ri1) = Ros3 ≈ Ri1/2 (en rigor Ros3 >> Ri1/2, pero en la práctica esto no ocurre), ya que no se tiene el valor de Ro3 y Roca4 = Ro4 y estas últimas no se pueden despreciar, porque no son de elevado valor y cargan a Ri1. El hecho de suponer que Ros3 ≈ Ri1 / 2 se acerca bastante a la realidad, después se verificará esta suposición.

Luego se tiene que: Vi3 = V3 ri3 / [ri3 + R3 (1+h_{FE}3)] = V3 (ri3/Ri3)

Vi3 es la tensión pico de señal que se desarrolla en extremos de la resistencia dinámica de la juntura base-emisor del transistor excitador y V3 es la tensión pico de señal entre base y masa del transistor excitador.

$$Av3 = \frac{-gm3\ (Ri1 / 2)\ ri3}{[ri3 + R3\ (1+h_{FE}3)]} = \frac{-gm3\ (Ri1 / 2)}{\{1 + [R3\ (1+h_{FE}3) / ri3]\}}$$

Pero ri3 = (1 / gm3) h_{FE}3 y reemplazando en la expresión anterior:

$$Av3 = \frac{-gm3\ (Ri1 / 2)}{\{1 + [R3\ (1+h_{FE}3) / (h_{FE}3 / gm3)]\}} \approx \frac{-gm3\ (Ri1 / 2)}{1 + gm3\ R3} \approx \frac{-(Ri1 / 2)}{R3}$$

Esta última es válida si se cumple que: gm3 R3 es mucho mayor que 1 (en esto interviene la magnitud de $I_{CQ}3$).

$Ri1 = ri1 + [(R_L + Rp1) // ro1] (1 + h_{FE}1) \approx (R_L + Rp1) (1 + h_{FE}1)$

$Ri1 = (4\Omega + 0{,}22\Omega) (1 + 1500) = 6{,}33\ K\Omega$

$Ri3 = ri3 + R3 (1+h_{FE}3)$

$Ro3 = ro3 \{1 + [h_{FE}3\ R3 / (ri3 + R3 + R9)]\}$

$$ro1 = \frac{\Delta V_{CE}1}{\Delta Ic1} = \frac{1}{\eta\ gm1} = \frac{1}{(V_T/V_A1)\ gm1} = \frac{1}{(25mV/100V)\ (40\ 140\ (mA/V))}$$

$= 714{,}28\Omega$

$ro1 >> R_L + Rp1;\ 714{,}28\ \Omega >> 4{,}22\ \Omega$

$$ro3 = \frac{\Delta V_{CE}3}{\Delta Ic3} = \frac{1}{\eta\ gm3} = \frac{1}{(V_T/V_A3)\ gm3} = \frac{1}{(25mV/100V)\ (40\ 10\ (mA/V))}$$

$= 10\ K\Omega$

VA1 = VA3 = Tensión de Early, obtenidas de los modelos de Pspice igual a 100 V.

Falta determinar el valor de R3, para lo cual se tendrá en cuenta lo siguiente:

$$Avf = \frac{Voef}{S} = \frac{20\ V}{0{,}4\ V} = 50$$

$$Avf = \frac{Av}{1 + \beta\ Av} = 50;\ si\ \beta\ Av >> 1 \rightarrow Avf \approx \frac{1}{\beta}$$

$\beta = 1/50 = 0{,}02$

Cabe destacar lo siguiente:

$$Avf = \frac{Av}{1 + \beta\ Av} = \frac{Av}{(1 + 1/\beta\ Av)\ \beta\ Av} = \frac{(1/\beta)}{(1 + 1/\beta\ Av)}$$

Ahora se debe tener en cuenta un dato del proyecto que es la THD% indicada como menor al 1%, por lo tanto, en una primera aproximación se considerará lo siguiente:

$$Avf = \frac{(1/\beta)}{(1 + 1/\beta\ Av)} = \frac{(1/\beta)}{(1 + 1/101)} = \frac{(1/\beta)}{1{,}0099} = (1/\beta)\ 0{,}990196$$

Este último análisis demuestra que cuanto más grande es el producto β Av, el denominador de la última expresión se acerca más a 1 y se independiza cada vez más de Av, la cual es la determinante de la no linealidad en el sistema.

Si $\beta\ Av > 100 \rightarrow Av > 100 / \beta = 100 / 0{,}02 = 5000$

Av > 5000; pero Av = A1 A2 A3

A1 = ganancia de tensión de modo diferencial de la etapa de entrada

A2 = ganancia de tensión de la segunda etapa

A3 = ganancia de tensión del D'Arlington de salida

La Av la determina A1 A2, ya que A3 es menor que uno (seguidor D'Arlington), por lo tanto:

A1 A2 > 5000

Si A3 es similar a 0,8 (valor mínimo de ganancia para este tipo de configuración), se debe recordar que:

$A3 = \{[(R_L + Rp1) (1 + hFE1)] [R_L / (R_L + Rp1)]\} / Ri1$

En la práctica A3 será un poco mayor a 0,8. Es mejor de este modo, porque se cumple mejor la siguiente desigualdad:

$A1\ A2\ A3 \geq 5000$

Bajo esta condición sucederá que:

A1 A2 > 6250

Se puede adoptar A1 = –10 y A2 = –625

Se debe recordar que A2 es igual a Av3, entonces:

$-625 \approx -[(Ri1 / 2) / R3]$

$625 = [(6{,}33\ K\Omega / 2) / R3)$

Despejando:

$R3 = 3{,}165\ K\Omega/625 = 5{,}064\ \Omega \rightarrow 4{,}7\ \Omega$

Se debe recordar que R4 es igual a R3.

A continuación se debe determinar el valor de $I_{CQ}3$.

$gm3 = 40\ I_{CQ}3$ (mA/V), si $I_{CQ}3 = 10$ mA entonces $gm3 = 0,4\ \Omega^{-1}$

$$Av3 = \frac{-gm3\ (Ri1/2)}{1 + gm3\ R3} = \frac{-0,4\ \Omega^{-1}\ 3,165\ K\Omega}{1 + 0,4\ \Omega^{-1}\ 4,7\ \Omega} = \frac{-1266}{2,88} = -439,58$$

En primera instancia como no se llega al valor estipulado de – 625, se duplica el valor de $I_{CQ3} = 20$ mA. Recalculando gm3 y Av3 = – 531,93; tampoco se llega al valor estipulado.

Seguir aumentando esta corriente no es conveniente, porque aumenta sustancialmente la potencia disipada por este transistor, de tal manera que esta posibilidad queda por ahora desestimada, ya que también disminuye el rendimiento. Puede llegar a suceder que se deba aumentar $I_{CQ}3$ y, en ese caso, se deberá mejorar la disipación del transistor.

Entonces quedarían dos alternativas:

- Disminuir el valor de R3
- Aumentar la ganancia de A1, es decir, de la etapa de entrada

Dentro de lo posible es mejor adoptar la segunda opción, porque si se disminuye el valor de R3, baja la magnitud de Ri3 y Ro3. Además, existe margen para aumentar A1, lo cual se calcula a continuación:

$A1\ A2 \geq 6250$ y si $A2 = Av3 = -439,58$; entonces $A1 \geq -14,22$

Como se puede apreciar, el aumento es insignificante. De acuerdo a este último análisis queda determinado el valor de $I_{CQ}3$ en 10 mA y, como opera en clase A, se puede calcular P_{DAVmax} del Tr3 = $I_{CQ}3\ V_{CEQ}3$; pero $V_{CEQ}3 \approx 30$ V, entonces $P_{DAVmax} = 0,01\ A\ 30\ V = 300$ mW.

A continuación se seleccionará T3 y T4, los cuales deben ser complementarios: T3 ➔ PNP y T4 ➔ NPN.

PARÁMETROS REQUERIDOS	RESULTADOS OBTENIDOS	TIP 29C / 30C	BD 241C/242C	BD 139 / 140
Icmax ≥	20 mA	1 A	3 A	1,5 A
BV_{CEO} ≥	85,33 V	100 V	100V	80 V
P_{DAVmax} ≥	300 mW	30 W	40 W	8 W
h_{FE}	EL MAYOR	100	190	92

El par BD 139 / 140 podría ser elegido a pesar de su BV_{CEO} menor que 85,33 V; pero no se tendrá en cuenta por poseer el menor h_{FE}, por lo tanto, el par elegido es BD 241C/242C.

Ahora se calcula:

$ri3 = (V_T / I_{BQ}3) = 475\ \Omega = (1/gm3)\ h_{FE}3$

Posteriormente se obtiene:

$Ri3 = ri3 + R3\ (1+h_{FE}3) = 475\ \Omega + 4,7\ \Omega\ 191 = 1372,7\ \Omega$.

Selección de los transistores del amplificador diferencial de entrada (ambos)

La amplificación diferencial de esta etapa es:

$$Avd = \frac{-hfe\ Rd}{2\ [Rs + hie]} \geq -14,22$$

Por otro lado Rd = Ri3 // Rc, según el último circuito Rc es igual a R9. Para elegir el valor de esta resistencia deben converger varios factores y ellos son:

- Satisfacer la Avd
- Satisfacer la polarización de la malla de entrada de T3

Se comienza por esta última condición:

$I_{CQ}7\ R9 = V_{BE}3 + I_{CQ}3\ R3 = 0,8\ V + 10\ mA\ 4,7\Omega = 0,847\ V$

$I_{CQ}7\ R9 = 0,847$ V, además debe suceder que $I_{CQ}7 > I_{BQ}3$

$I_{BQ}3 = 10\ mA / h_{FE}3 = 10\ mA / 190 = 52,63\ uA$

Por lo tanto:

$I_{CQ}7 > 52,63\ uA$

Se adopta tentativamente $I_{CQ}7 = 0,9$ mA. Además, si R9 es igual a 1,2 KΩ; entonces se tiene que:

$0,9\ mA\ 1,2\ K\Omega = 1,08\ V$ ➔ $\approx 1\ V = V_{BE}3 + I_{CQ}3\ R3$

Se calcula la Rd de la etapa de entrada:

Rd = R9 // Ri3 = 1,2 KΩ // 1,373 KΩ = 640,34 Ω

Retomando la expresión de la amplificación de modo diferencial:

$$Avd = \frac{-\,hfe\ Rd}{2\ [Rs + hie]}$$

y despreciando Rs:

$$Avd \approx \frac{-\,hfe\ Rd}{2\ hie} = \frac{-\,gm\ Rd}{2}$$

Este primer cálculo es tentativo. Luego, seleccionado el transistor, se verifica con los parámetros dinámicos obtenidos de las curvas pertinentes.

$$Avd \approx \frac{-\,[40\ I_{CQ}7\ (mA/V)]\ 640{,}34\ \Omega}{2} = \frac{-\,[36\ (mA/V)]\ 640{,}34\ \Omega}{2} =$$

$$-\,11{,}526$$

A continuación se seleccionarán los transistores de los amplificadores diferenciales y fuentes de corriente.

PARÁMETROS REQUERIDOS	RESULTADOS OBTENIDOS	BC 337 / 327	BC 547B/557B	BC 549B/559B	2A92 / 93
Icmax ≥	2 mA	1 A	200 mA	200 mA	400 mA
BV_{CEO} ≥	42,665 V	45 V	45 V	20 V	40 V
$P_{DAV}max$ ≥	300 mW	800 mW	300 mW	300 mW	625 mW
h_{FE}	EL MAYOR	204	260	260	112

Los transistores elegidos son los BC 547B (NPN) y BC 557B (PNP) por ser de bajo ruido, no tanto como los BC 549B y BC 559B, pero se necesitan transistores con un valor de BVCEO de mayor valor que el que posee el par BC549B/559B. Ahora se verifica la Avd con los parámetros propios de los transistores elegidos:

$$Avd \approx \frac{-\,hfe\ Rd}{2\ hie} = \frac{-\,390\ 640{,}34\ \Omega}{2 * 8{,}5\ K\Omega} = -\,14{,}69$$

De tal forma que:

R10 = R9 = 1,2 KΩ

Cálculo de R7 y R8

Por ambas circula una corriente igual a:

$I_{CQ}3 + I_{CQ}7 + I_{CQ}9 + Iref11 + Iref13 =$

10 mA + 0,9 mA + 0,9 mA + 1,8 mA + 3,6 mA = 17,2 mA

$Iref11 = 2\ I_{CQ}7 = 1{,}8\ mA$; $Iref13 = 4\ I_{CQ}8 = 3{,}6\ mA$

La caída de tensión en ellas debe ser pequeña, ya que de lo contrario se deberá aumentar la magnitud de las fuentes de alimentación, y esto va en contra del rendimiento del amplificador y de la potencia disipada por los transistores, especialmente los de salida. Además, ambas en conjunto con C11 y C12 conforman filtros pasabajos para realizar un filtrado adicional del ripple de la fuente de alimentación. En principio se adopta una caída de tensión de 1,5 V (puede ser 2 V), la cual se traslada a ambas fuentes de alimentación, las que pasan a valer + 33,5 V y – 33,5 V. Recalculando la potencia disipada por los transistores D'Arlington de salida, se tiene que:

$$P_{DAV}max = \frac{[1{,}1(V^{+} + V^{-})]^2}{4\ \pi^2 (0{,}8\ R1)} = \frac{(1{,}1\ 67\ V)^2}{40\ (0{,}8\ 4\Omega)} = \frac{(73{,}7\ V)^2}{128\ \Omega} = 42{,}435\ W$$

Aumenta un poco la potencia disipada, pero los dispositivos activos soportan dicho incremento. A continuación se calcula:

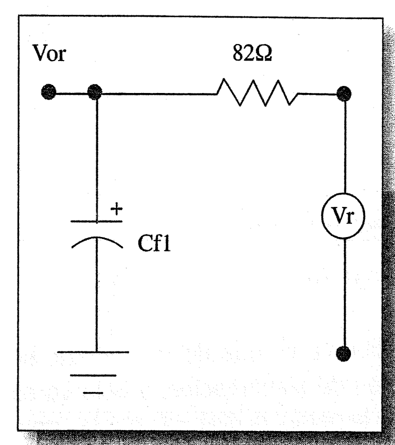
$$R7 = R8 = \frac{1{,}5\ V}{17{,}2\ mA} = 87{,}2\ \Omega \rightarrow 82\ \Omega \text{ (valor comercial)}$$

$P_{DR}7 = (17{,}2mA)^2\ 82\ \Omega = 242{,}5888\ mW$

$P_{DR}7$ podría ser 1/4 W, pero como está al límite podría utilizarse 82 Ω 1/2 W

Cálculo de la capacidad del filtro de ripple

FIGURA 56



$$\frac{Vor}{Vr^*} = \frac{1/SCf1}{[R7 + (1/SCf1)]} = \frac{1}{1 + S\,Cf1\,R7}$$

Esta transferencia supone que la reactancia capacitiva domina el paralelo de los componentes que se encuentrean en paralelo con el capacitor Cf1.

Se debe recordar que:

$S = j\omega = j\,2\,\pi\,f$; y $\tau f = Cf1\,R7$ y $\tau f = 1/\omega f$

Además, en este caso, la atenuación no debe ser tan grande por tratarse de un amplificador diferencial. Se debe recordar que las señales de modo común son rechazadas fuertemente por este tipo de amplificador. No obstante, se adopta una atenuación de 10 veces, por lo tanto, se tiene que:

$$\frac{|Vor|}{|Vr+|} = \frac{1}{10} = \frac{1}{[1 + (\omega/\omega f)^2]^{1/2}} \rightarrow 10 \approx \frac{\omega}{\omega f};\ 10 = 2\,\pi\,fr\,\tau f\ ;\ 10 = 2\,\pi\,fr\,Cf1\,R7$$

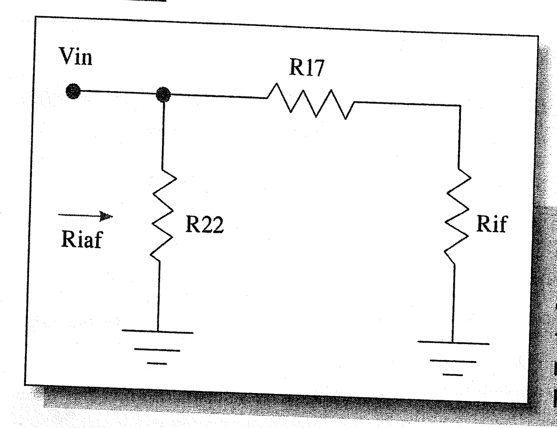
y despejando:

$$Cf1 = \frac{10}{2\,\pi\,fr\,R7} = \frac{10}{2\,\pi\,100\ Hz\ 82\ \Omega} = 194{,}0914\ uF \rightarrow 220\ uF \times 50\ V$$

Cálculo de las resistencias del circuito de entrada de los amplificadores diferenciales

Este cálculo debe cumplir con las condiciones dinámicas y estáticas simultáneamente. En primera instancia se parte del circuito dinámico de entrada para satisfacer la impedancia de entrada, por lo tanto, se plantea el circuito de la **Figura 57**:

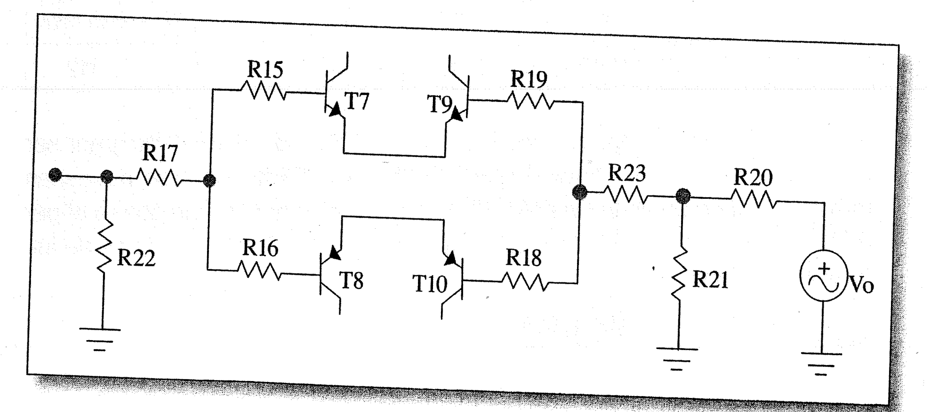
FIGURA 57



Riaf = R22 // (R17 + Rif), pero por dato del proyecto Riaf ≥ 80 KΩ, de tal manera si (R17 + Rif) >> R22, esta última domina el paralelo, es decir, que Riaf ≈ R22.

Este es un punto importante que se debe satisfacer, para lo cual se va a plantear el circuito dinámico de entrada para modo diferencial y se calculará Riaf:

FIGURA 58



Sólo interesa que los pares diferenciales se reemplacen por sus hie respectivos, por lo tanto:

FIGURA 59

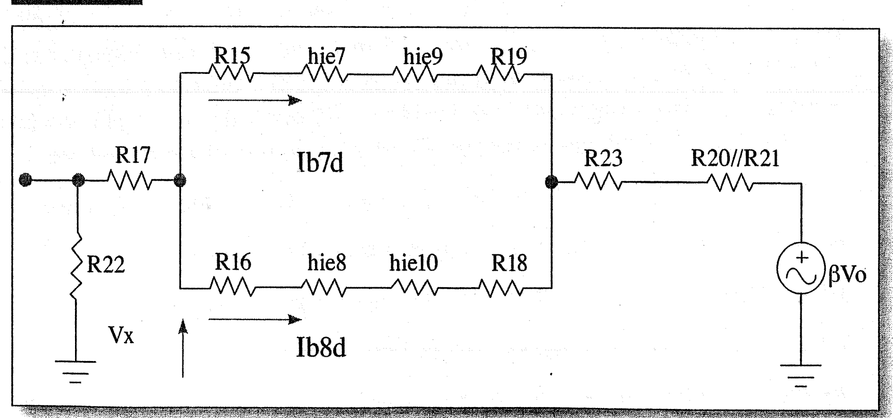
$$Rif = \frac{Vx}{Ib7d + Ib8d}\ ;\ Riaf = R22 \,//\, [R17 + Rif]$$

El β de la topología tensión – serie de realimentación negativa es:

$$\beta = \frac{R21}{R20 + R21}$$

Por lo tanto, aplicando Thevenin con el generador Vo, se tiene la **Figura 60**:

FIGURA 60



$$Ib7d + Ib8d = Id$$

Luego, por ser una etapa simétrica debe suceder lo siguiente:

R15 = R16 = R18 = R19, ya que las mismas están para igualar las respectivas mallas de entrada de cada amplificador diferencial, incluso pueden llegar a ser un poco diferentes, pero deben ser de bajo valor o de lo contrario introducirían una atenuación importante. Además, hie7 es igual a hie9 y deben ser similares por ser transistores complementarios a hie8 igual a hie10, por lo tanto, se tiene que:

$$[2\,R15 + 2\,hie7] \,//\, [2\,R16 + 2\,hie8] = [2\,R15 + 2\,hie7] / 2$$

$$Rif = \frac{Vx}{Id}$$

Pero Id es igual a:

$$Id = \frac{Vx - \beta\,Vo}{R15 + hie7 + R23 + (R20 \,//\, R21)}$$

Reemplazando en la ecuación anterior:

$$Rif = \frac{\dfrac{Vx}{Vx - \beta\,Vo}}{[R15 + hie7 + R23 + (R20 \,//\, R21)]}$$

$$= \frac{[R15 + hie7 + R23 + (R20 \,//\, R21\,)]}{1 - (\beta\,Vo / Vx)}$$

pero (Vo / Vx) = Avf y Avf = Av / (1 + β Av) y reemplazando en la anterior:

$$Rif = \frac{[R15 + hie7 + R23 + (R20 \,//\, R21\,)]}{1 - [\beta\,Av / (1 + \beta\,Av)]}$$

$$= \frac{[R15 + hie7 + R23 + (R20 \,//\, R21)]}{\dfrac{1 + \beta\,Av - \beta\,Av}{1 + \beta\,AV}}$$

Pero (1 + β Av) = D y reemplazando en la última expresión:

Rif = [R15 + hie7 +R23 + (R20 // R21)] D; pero se debe tener en cuenta que β Av es mayor o igual a 100, entonces D es mayor o igual a 101.

Para los transistores de los amplificadores diferenciales se tiene que los hie para una I_{CQ} = 0,9 mA son igual a 8,5 KΩ y se adopta para R15 = R16 = R18 = R19 = 220 Ω; y además R17 = R23 = 2,2 KΩ. Estas últimas también intervienen en la polarización de las mallas de entrada de los amplificadores diferenciales y en la igualación de dichas mallas.

Entonces, se procede a calcular:

Rif = [220 Ω + 7,5 KΩ + 2,2 KΩ + (R20 // R21)] D; pero analizando el paralelo de R20 con R21 y reemplazando en la ultima expresión:

$$Rif = [220\ \Omega + 7{,}5\ K\Omega + 2{,}2\ K\Omega + \frac{R20\ R21}{R20 + R21}]\ D;$$

pero [R21 / (R20 + R21)] = β = 0,02

y reemplazando en la anterior:

Rif = [220 Ω + 7,5 KΩ + 2,2 KΩ + 0,02 R20] D;

pero además R20 es igual a R22 por simetría de polarización de ambos amplificadores diferenciales. Se debe recordar que prácticamente R22 fija la Riaf, en consecuencia R22 es mayor o igual a 82 KΩ. Se adopta R22 = R20 = 100 KΩ y se verifica Rif.

Rif = [220 Ω + 7,5 KΩ + 2,2 KΩ + 0,02 100 KΩ] D

Teniendo en cuenta que el D mínimo es 101, entonces:

Rif = 11,92 KΩ 101 = 1203,92 KΩ = 1,20392 MΩ.

Ahora se calcula:

Riaf = R22 // (R17 + Rif) = 100 KΩ // (2,2 KΩ + 1,20392 MΩ) = 92,344 KΩ

A continuación se debe determinar el valor de R21 para un β = 0,02, recordando que R20 es igual a 100 KΩ.

$$\beta = \frac{R21}{R20 + R21};\ \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R20}{R21} = 50;$$

por lo tanto:

$$\frac{R20}{R21} = 49;$$

despejando R21;

$$R21 = \frac{R20}{49} = \frac{100\ K\Omega}{49} = 2040{,}81\ K\Omega$$

El valor comercial que corresponde es 2, 2 KΩ, pero no se logrará la amplificación requerida, ya que:

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R20}{R21} = 1 + \frac{100\ K\Omega}{2{,}2\ K\Omega} = 46{,}45 < 50$$

No se cumple con la Avf, por lo tanto, una alternativa es adoptar R20 igual a 120 KΩ y verificar:

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{120\ K\Omega}{2{,}2\ K\Omega} = 55{,}55$$

Con este valor se satisface la amplificación Avf y, además, es conveniente tener un pequeño margen por encima del valor nominal de la amplificación y también mejorar aún más la Riaf, es decir, tener un valor mayor al estipulado originalmente.

Cálculo de las resistencias de polarización de los amplificadores diferenciales

A continuación se determinarán los valores de R11, R14, D2 y Dz2, los cuales serán idénticos a R12, R13, D1 y Dz1. Se debe tener presente que T11 y T12 deben operar en la región activa. Se debe recordar que $I_{CQ7} = I_{CQ9}$ = 0,9 mA , además $I_{CQ11} = I_{CQ7} + I_{CQ9}$ =1,8 mA y, por ser fuente espejo, $I_{CQ13} = I_{CQ11}$ = 1,8 mA. Lo mismo vale para $I_{CQ8} = I_{CQ10}$ = 0,9 mA e $I_{CQ8} + I_{CQ10} = I_{CQ12}$ = 1,8 mA. Luego debe ser $I_{CQ14} = I_{CQ12}$ por tratarse también de una fuente espejo. Se plantea la siguiente ecuación de una malla de entrada:

$$33{,}5\ V - (-33{,}5\ V) = I11\ R11 + V_{BEQ13} + (I_{EQ11} + I_{EQ13})\ R14 + Vz2 + V_{D2}$$

$$67\ V = I11\ R11 + V_{BEQ13} + (I_{EQ11} + I_{EQ13})\ R14 + Vz2 + V_{D2}$$

$$67\ V - V_{BEQ13} - V_{D2} = I11\ R11 + (I_{EQ11} + I_{EQ13})\ R14 + Vz2$$

$$67\ V - 1{,}4\ V = I11\ R11 + (I_{EQ11} + I_{EQ13})\ R14 + Vz2$$

$$65{,}6\ V = I11\ R11 + (I_{EQ11} + I_{EQ13})\ R14 + Vz2$$

$I11 = I_{CQ}13 + 2\ I_{BQ}13 \approx I_{CQ}13 = 1{,}8\ mA$

$65{,}6\ V = 1{,}8\ mA\ R11 + 3{,}6\ mA\ R14 + Vz2$

Se adopta en principio un diodo Zener de 16 V igual a Vz2 y su Izn mayor o igual a 4 mA. Si es un diodo Zener de 400 mW (1N966B), su Izmax es igual a (400 mW /16 V) = 25 mA, de tal forma que:

$65{,}6\ V - 16\ V = 1{,}8\ mA\ R11 + 3{,}6\ mA\ R14$

$49{,}6\ V = 1{,}8\ mA\ R11 + 3{,}6\ mA\ R14;$

pero se debe recordar que T11 y T12 deben operar en la región activa, es decir, su V_{CEQ} es mayor que 0,5 V; por lo tanto, hay margen suficiente y se puede adoptar una V_{CEQ} para estos transistores de 5 V. Por otro lado, la tensión entre emisor 7 y tierra es $= -V_{BEQ}7 - I_{BQ}7\ R15 = -V_{BEQ}7 - (0{,}9\ mA / 260)\ 220\ \Omega = -0{,}6V - 0{,}761\ mV \approx -0{,}6\ V$ y, a su vez, $V_{E}7 - T = V_{C}11 - T$, ($h_{FE}7 = 260$ y $V_{BEQ}7 = 0{,}6$ V). Estos son datos obtenidos de las hojas de datos técnicos del transistor BC547B.

A continuación se calcula la tensión entre emisor 11 y tierra:

$-0{,}6\ V - 5\ V = -5{,}6\ V = V_{E}13 - T$

Se plantea la siguiente ecuación:

$33{,}5\ V - (-5{,}6\ V) = I11\ R11 + V_{BEQ}13$

$39{,}1\ V = I11\ R11 + 0{,}6\ V \rightarrow 39{,}1\ V - 0{,}6\ V = I11\ R11;$

por lo tanto:

$R11 = 38{,}5\ V / I11$

$R11 = 38{,}5\ V / 1{,}8\ mA = 21{,}388\ K\Omega \rightarrow 22\ K\Omega;$

por lo tanto:

$V_{CEQ}11 = 6{,}1\ V$

Se debe recordar que:

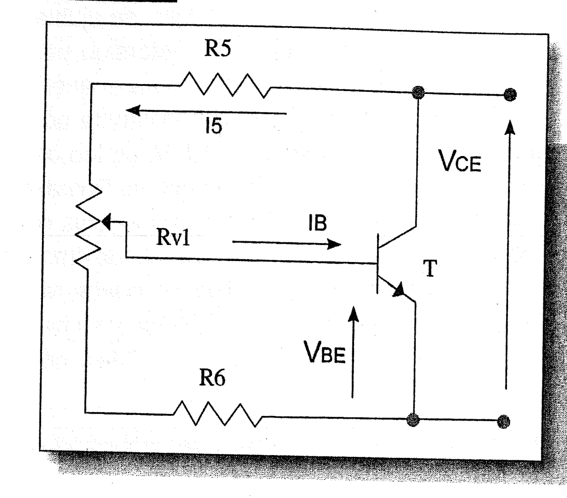
$49{,}6\ V = 1{,}8\ mA\ R11 + 3{,}6\ mA\ R14;$

entonces se puede despejar R14 ➔

$R14 = (49{,}6\ V - 1{,}8\ mA\ 22\ K\Omega)/3{,}6\ mA = 2777{,}77\ \Omega \rightarrow 2700\ \Omega$ valor comercial

Cálculo del multiplicador de V_{BE}

FIGURA 61



Suponiendo despreciable a IB frente a I5, y, además, el cursor de Rv1 a la mitad del mismo se tiene que:

$$V_{BE} = \frac{V_{CE}\ (R6 + Rv1/2)}{R5 + R6 + Rv1};$$

pero ahora se calculará suponiendo el cursor en ambos extremos del preset.

Si el cursor se encuentra en el extremo superior del preset, se tiene que:

$$V_{BE} = \frac{V_{CE}\ (R6 + Rv1)}{R5 + R6 + Rv1}$$

y en el otro extremo se tiene que:

$$V_{BE} = \frac{V_{CE}\ R6}{R5 + R6 + Rv1}$$

operando convenientemente para cada extremo y despejando:

$$V_{CE}min = \frac{V_{BE}\ (R5 + R6 + Rv1)}{(R6 + Rv1)} \quad ; \quad V_{CE}max = \frac{V_{BE}\ (R5 + R6 + Rv1)}{R6}$$

extremo superior — extremo inferior

Suponiendo a V_{BE} constante (la diferencia es mínima de un extremo al otro) se puede apreciar que en cada extremo del preset dicha V_{BE} se ve multiplicada por una constante diferente, por lo tanto, en cada extremo del mismo y valores intermedios, la V_{CE} varía, de tal modo que calibrándolo, se ajusta a voluntad dicha tensión y, por consiguiente, se elimina la distorsión por cruce. A continuación, se procede a seleccionar el transistor "multiplicador" y a calcular R5, R6 y Rv1. Como la etapa de salida está constituida por D'Arlingtons, la VCEmax se adopta en 3 V y la V_{CE}min en 1,5 V. La I_{CQ} de este transistor es igual a la de T3 y T4 = 10 mA, de tal forma que su P_{D}max = I_{CQ} V_{CEQ}, es decir, P_{D}max = 10 mA 3 V = 30 mW. No hay exigencias ni de disipación, ni de tensión de ruptura ni tampoco con la corriente máxima, pero es conveniente que posea un hFE aceptable. La selección puede recaer en el BC547B, ya que cumple con las exigencias para el caso y su h_{FE} = 330, por lo tanto, $I_{BQ} = I_{CQ}/h_{FE}$ = 10 mA / 330 = 30,3 uA, I5 ≥ 10 I_{BQ}, por consiguiente, I5 ≥ 303 uA.

Volviendo a las expresiones anteriores de V_{CE}max y V_{CE}min y reemplazando

$$1{,}5\ V = \frac{V_{BE}\,(R5 + R6 + Rv1)}{(R6 + Rv1)};\quad 3\ V = \frac{V_{BE}\,(R5 + R6 + Rv1)}{R6}$$

Despreciando la I_{BQ} se puede calcular:

$$(R5 + R6 + Rv1) = \frac{3\ V}{303\ uA} = 9{,}9\ K\Omega$$

Por otro lado se tiene que:

1,5 V (R6 + Rv1) ≈ 3 V R6 ;

operando:

$$\frac{3\ V}{1{,}5\ V} = \frac{(R6 + Rv1)}{R6}$$

$$2 = 1 + \frac{Rv1}{R6}$$

$$1 = \frac{Rv1}{R6} \rightarrow Rv1 = R6$$

Se adopta R6 igual a 1,5 KΩ, ya que la V_{BE} min en este caso será:

1,5 KΩ * 303 uA = 0,4545 V

y si Rv1 es igual a R6 se tiene que:

Rv1 = 1,5 KΩ →, lineal (normalizado) o 2 KΩ multivuelta y entonces, V_{BE} max es igual a ≈ 3 KΩ * 303 uA = 0,909 V, por lo tanto, se cumple holgadamente en los extremos del preset.

A continuación se calcula R5:

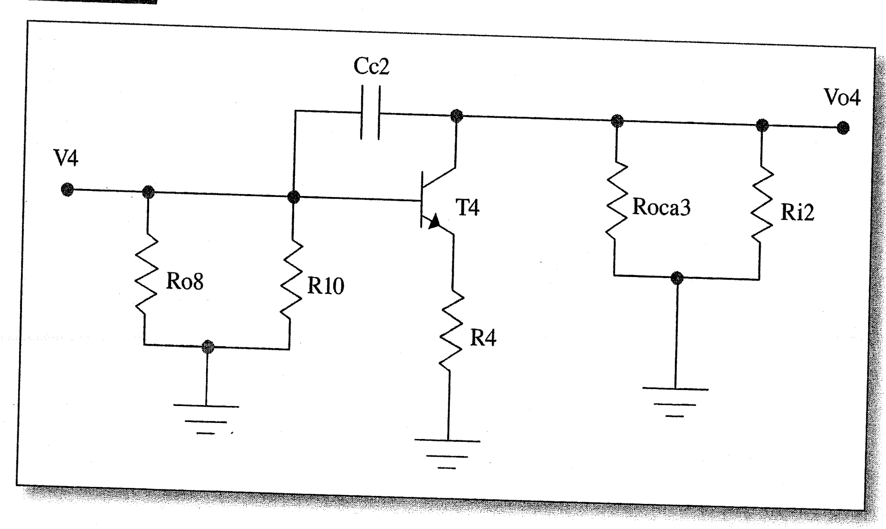
R5 = 9,9 KΩ – R6 – Rv1 = 9,9 KΩ – 3 KΩ = 6,9 KΩ → 6,8 KΩ (normalizado).

La disipación de los resistores es de 1/4 W salvo indicación contraria.

Cálculo de la capacidad de compensación Cc1 = Cc2

Se considerará el transistor T4 para este cálculo, teniendo presente que el procedimiento es idéntico para T3, por lo tanto, se tiene el circuito de la **Figura 62**.

FIGURA 62



A2 = Vo4/V4 = Vo3/V3

A continuación también se verificará el valor de Av, la cual es igual a Av = A1 A2 A3.

A1 = Avd = -14,69

A3 = {[(R1 + Rp1) (1 + h_{FE}1)] [R1 / (R1 + Rp1)] / Ri1;

Ri1 = 6,33 KΩ; R1 = 4 Ω; Rp1 = 0,22 Ω; h_{FE}1 = 1500;

por lo tanto, se tiene que:

A3 = {[(4 Ω + 0,22 Ω) (1 + 1500)] [4 Ω / (4 Ω + 0,22 Ω)]} / 6,33 KΩ

A3 = [(4,22 Ω * 1501) 0,94786] / 6,33 KΩ = 0,9485

Retomando (recordando que A2 = Av3; A2 por ser la 2º etapa y Av3 por ser el T3):

$$Av3 = \frac{Vo3}{V3} = \frac{-gm3\ Vi3\ (Ro3\ //\ Roca4\ //\ Ri1)}{V3};\ Vi3 = \frac{V3\ ri3}{[ri3 + R3\ (1+h_{FE}3)]} =$$

Av4 = Av3 = A2 = [–gm3 (Ri1 // Roca4 // Ro3)] {ri3 / [ri3 + R3 (1+h_{FE}3)]};

también A2 = [–gm4 (Ri2 // Roca3 // Ro4)] { ri4 / [ri4 + R4 (1+h_{FE}4)]};

Ro3 = Roc3 ≈ Ro4 = Roc4 = ro3 [1 + h_{FE}3 (R3 / (ri3 + R3 + R9))] =

Ro3 = 10 KΩ [1 + 190 (4,7 Ω / (475 Ω + 4,7 Ω + 1,2 KΩ))] = 15,316 KΩ

(Ro3 // Roca4 // Ri1) = (15,316 KΩ // 15,316 KΩ // 6,33 KΩ) = 3,465 KΩ

ri3 / [ri3 + R3 (1+h_{FE}3)] = 475 Ω / (475 Ω + 4,7 Ω 191) = 0,346;

A2 = –gm4 3,465 KΩ 0,346 = – (40 I_{CQ}4) 3,465 KΩ 0,346 = –479,556

Entonces Av = A1 A2 A3 = (–14,69)(–479,556) 0,9485 = 6681,876. Este valor es mayor a los 5000 que se necesitan, por lo tanto, es más favorable para el presente diseño.

La amplificación a lazo abierto considerando el polo dominante toma la forma de:

$$Av^{-} = \frac{A1\ A2\ A3}{(1 + j\ f\ /\ fp)}$$; se debe determinar el valor de fp

Como es sabido la fcsf es dato del proyecto y la misma debe ser mayor o igual a 100 KHz. Se intenta adoptando fcsf igual a 110 KHz. A esta frecuencia la amplificación a lazo cerrado es igual a:

$$|Avf| = \frac{(1/\beta)}{\sqrt{2}} = \frac{55,55}{1,4142} = 39,28$$

$$|Av^{-}| = \frac{A1\ A2\ A3}{[1^2 + (110\ KHz\ /\ fp)^2\ ]^{½}} = 39,28$$

$$|Av^{-}| = \frac{6681,876}{[1^2 + (110\ KHz\ /\ fp)^2\ ]^{½}} = 39,28$$

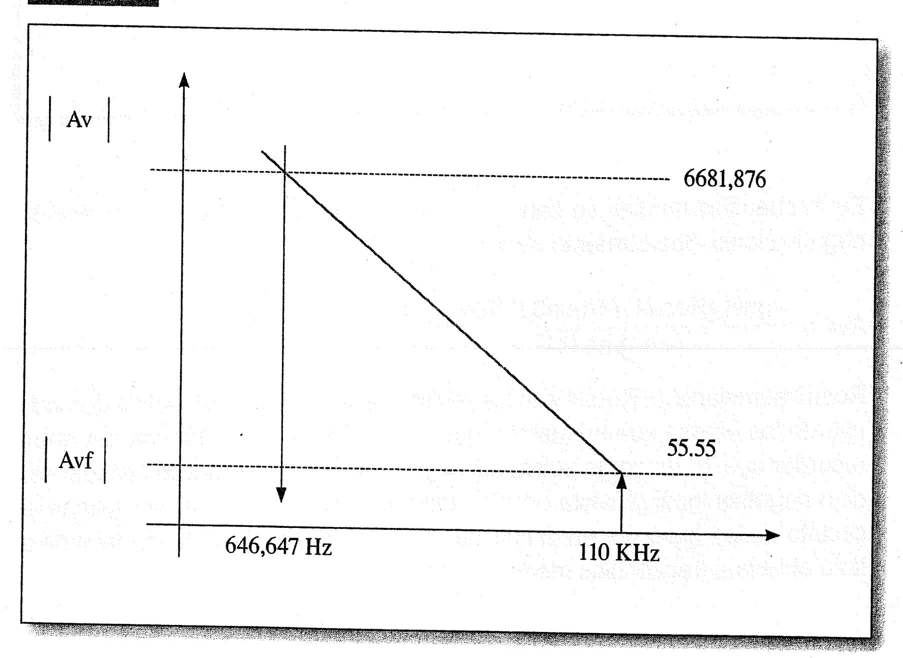
Si (110 KHz / fp)² >> 1 se obtiene que:

$$\frac{6681,876}{39,28} = \frac{110\ KHz}{fp};$$

y despejando fp se tiene que:

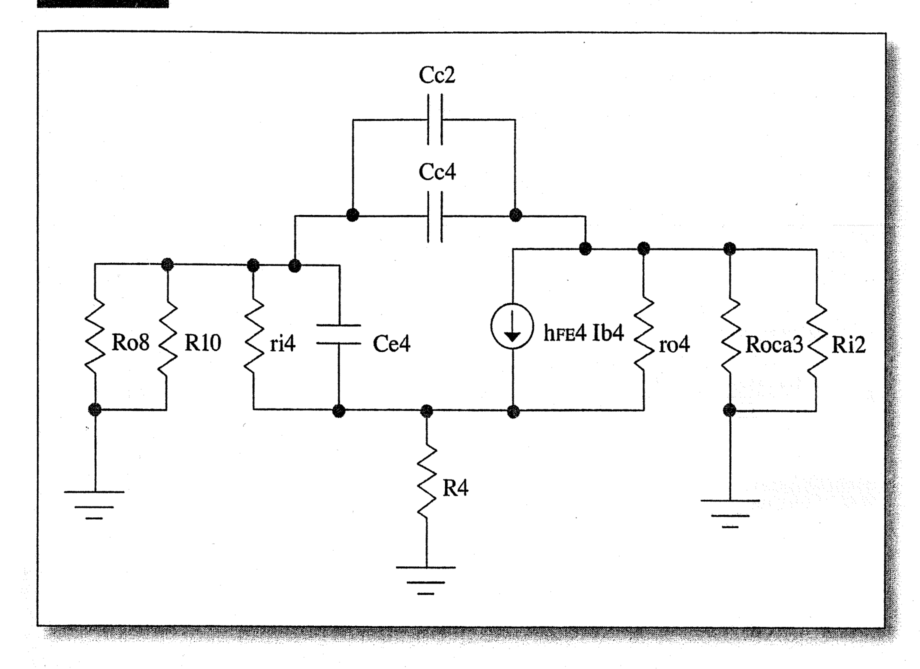
$$fp = \frac{110\ KHz * 39,28}{6681,876} = 646,647\ Hz$$

FIGURA 63



El polo dominante se sitúa en 646,647 Hz, por lo tanto, reemplazando el transistor por su modelo equivalente para alta frecuencia:

FIGURA 64

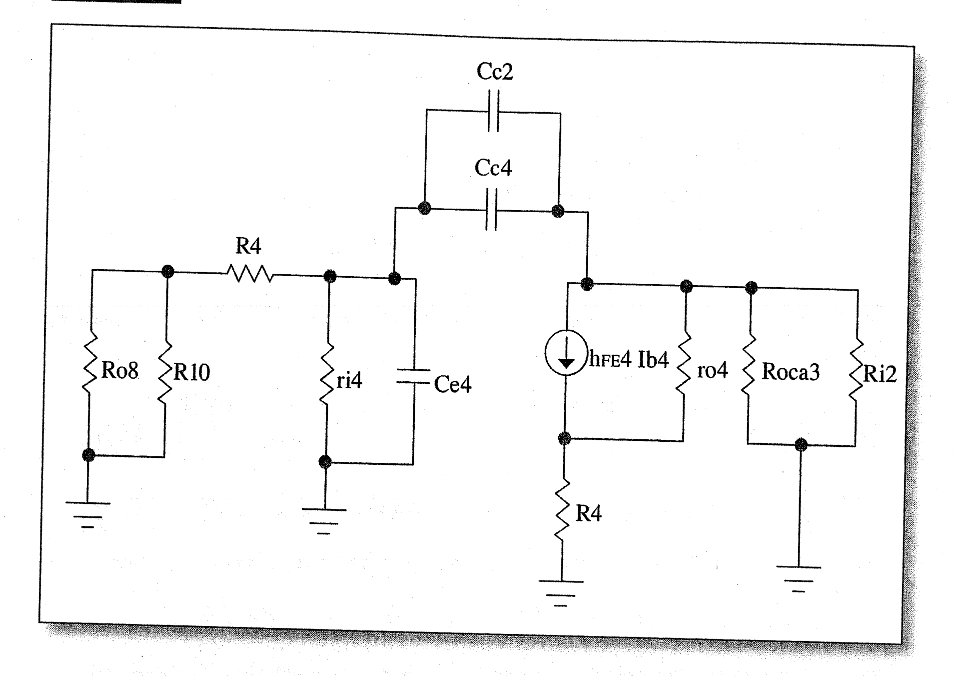


En frecuencias medias se tiene que (esta etapa posee una realimentación negativa local tipo corriente-serie):

$$Av4 = \frac{-gm4\ (Roca4\ //\ Roca3\ //\ Ri2)}{(1 + gm4\ R4)} = A2$$

Roca3 semejante a Roca4 son las resistencias dinámicas de salida de cada una de las etapas que brindan la mayor amplificación del sistema. Se debe recordar que T3 es carga activa de T4 y viceversa. Pasivando la realimentación negativa local provista por R4 (topología corriente-serie) se obtiene el circuito de la Figura 65, en el cual se calculará la amplificación de tensión a lazo abierto a frecuencias medias. A ésta la denominamos A4.

FIGURA 65



A continuación se calcula la A4 (a frecuencias medias y a lazo abierto):

$$A4 = \frac{-\,hFE4\ Ib4\ \{ro4\ /\ [ro4 + R4 + (Roca3\ //\ Ri2)]\}\ (Roca3\ //\ Ri2)}{Ib4\ (R4 + ri4)}$$

$$A4 = \frac{-\,hFE4\ \{ro4\ /\ [ro4 + R4 + (Roca3\ //\ Ri2)]\}\ (Roca3\ //\ Ri2)}{(R4 + ri4)}$$

$$Av4 = \frac{A4}{D};$$

por lo tanto, despejando:

$$D = \frac{A4}{Av4} = \frac{A4}{A2} = \frac{A4}{-\,479{,}566}$$

$$D = \frac{\dfrac{-hFE4\ \{ro4\ /\ [ro4 + R4 + (Roca3\ //\ Ri2)]\}\ (Roca3\ //\ Ri2)}{(R4 + ri4)}}{-479{,}566}$$

$$D = \frac{\dfrac{-190\,\{10K\Omega / [10\,K\Omega + 4{,}7\Omega + 4{,}4789\,K\Omega]\}\,(4{,}4789\,K\Omega)}{(4{,}7\Omega + 475\Omega)}}{-479{,}566}$$

(Roca3 // Ri2) = (15,316KΩ // 6,33KΩ) = 4,4789 KΩ

$$D = \frac{-1225{,}2358}{-479{,}566} = 2{,}55488$$

Ahora se pasa a calcular la frecuencia de corte superior a lazo abierto de la segunda etapa:

$$fcs4 \approx \frac{1}{2\,\pi\,\{Ce4 + [(Cc4 + Cc2)\,(1 + |A4|)]\}\,ri4} = \frac{fp}{D} = \frac{646{,}647\ Hz}{2{,}55488} =$$

fcs4 = 253,102 Hz

$$253{,}102\ Hz = \frac{1}{2\,\pi\,\{Ce4 + [\,(\,Cc4 + Cc2\,)\,(\,1 + |A4|)]\,\}\,ri4} =$$

$$(2\pi)\ 253{,}102\ Hz = \frac{1}{\{Ce4 + [(Cc4 + Cc2)\,(1 + |A4|)]\}\,ri4} =$$

$$(1590{,}292\ r/s)\ ri4 = \frac{1}{\{Ce4 + [(Cc4 + Cc2)\,(1 + |A4|)]\}} =$$

$$(1590{,}292\ r/s)\ 475\Omega = \frac{1}{\{Ce4 + [(Cc4 + Cc2)\,(1 + |A4|)]\}}$$

Del manual de BD241C ➔ Cc4 = 55 pF y fT = 3 MHz

{Ce4 + [(Cc4 + Cc2) (1 + |A4|)]} = 1,3238 uF

{Ce4 + [(Cc4 + Cc2) 1226,2358] } = 1,3238 uF

$$Ce4 = \frac{gm4}{\omega_{T4}} - Cc4 = \frac{gm4}{2\,\pi\,f_{T4}} - Cc4 = \frac{40 * 10\ (\,mA/V)}{2\,\pi * 3\ MHz} - 55\ pF$$

= 21,22 nF – 55 pF

Ce4 = 21,165 nF;

por lo tanto, se tiene que:

(Cc4 + Cc2) 1226,2358 = 1,3238 uF – 21,165 nF = 1,303 uF

(Cc4 + Cc2) 1226,2358 = 1,303 uF

Cc4 + Cc2 = 1,0623 nF;

por lo tanto, despejando Cc2 ➔

Cc2 = 1,0623 nF – Cc4 = 1,0623 nF – 55 pF = 1,0073 nF ➔ 1 nF

Determinación de los diodos de protección D1, D2

Estos diodos se utilizan para proteger los transistores de salida de algún transitorio producido por efecto reactivo de la carga terminal y para que estos no superen la BV_{CEO} de dichos transistores. La elección recae en los diodos 1N4002.

Cálculo de la red Zobel

Rz = R1, por lo tanto, Rz = 4,7Ω

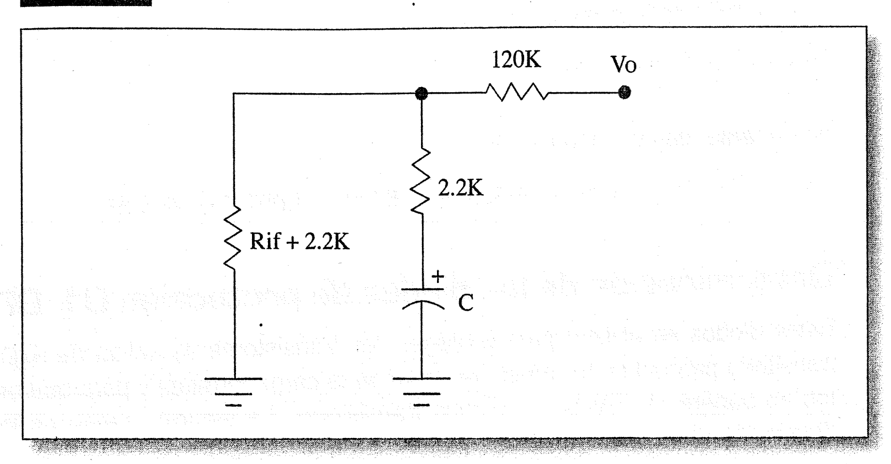
$Cz = L / Rz^2 \approx 47$ nF

Selección de los capacitores Cf3 y Cf4

Estos capacitores cumplen con la finalidad de sumar una pequeña estabilidad sobre la tensión desarrollada sobre los terminales de los diodos zener. Un valor típico para éstos es de 100 uF x 35 V.

Cálculo de C

FIGURA 66



Tomando s = j ω se plantea:

|[2,2 KΩ + (1 / sC)]| << Rif + 2,2 KΩ) y además, a la menor frecuencia de trabajo debe suceder que la reactancia capacitiva sea mucho menor que 2,2 KΩ; por lo tanto, se tiene que Xc es mucho menor que 2,2 KΩ. Si se adopta una C igual a 220 uF, la reactancia capacitiva para una frecuencia de 10 Hz es de 72,343 Ω, desigualdad que se cumple. Esto también depende de la audición del usuario y de la respuesta de su oído. Este capacitor es modificable.

Mención sobre Lp

La utilización de este inductor ocurre cuando no se emplea retardo de conexión para los parlantes. La función de dicho inductor es limitar en el encendido del amplificador la circulación de un pico de corriente de salida por los parlantes para evitar un deterioro de los mismos. El mismo se construye sobre un resistor de 2 W y se arrollan 12 vueltas de alambre esmaltado tipo #22 (Ø 0,71 mm).

Calibración del amplificador

En este caso se debe proceder de la siguiente manera:

1. Armar la etapa del amplificador diferencial.
2. Alimentar con fuentes de + 33,5 / 34V y – 33,5 / –34 V.
3. Verificar las tensiones de todos sus componentes, sobre todo las de tierra virtual.
4. Llegado el caso se debe recurrir a sendos preset para conectar, en los emisores de cada par diferencial, sus valores entre 47 Ω y 100 Ω para lograr la calibración deseada.
5. A continuación, se arma la segunda etapa y se verifican las polarizaciones correspondientes, comprobando las variaciones del preset que permite ajustar la distorsión por cruce.
6. Luego se termina con la etapa de salida, una vez que se han verificado las polarizaciones de las etapas anteriores. Es conveniente agregar una protección adicional a los transistores de salida. Ésta consiste en fusibles para cada fuente que alimenta el amplificador en cuestión, como se muestra en el circuito final. La intensidad de corriente se determina de la siguiente manera:

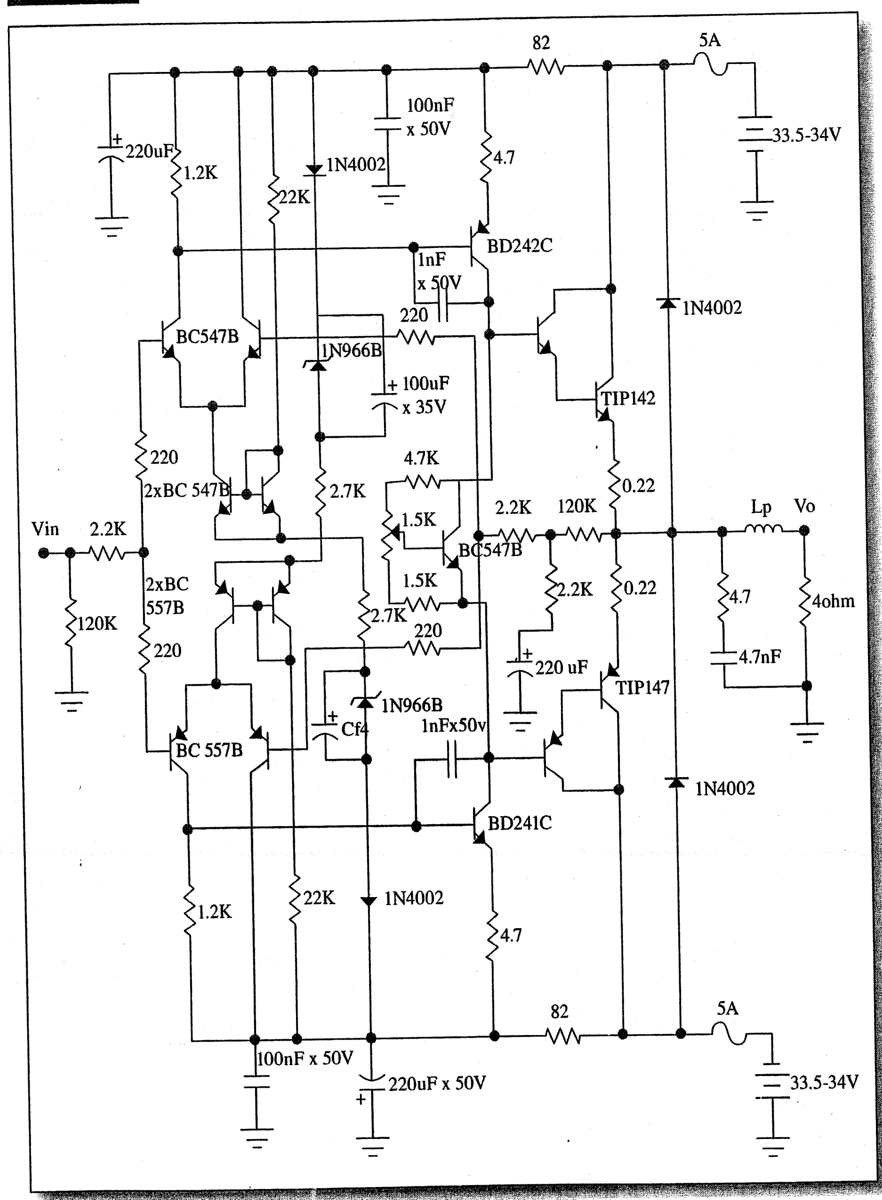
   $Ioefmax = Iomax/\sqrt{2} = 7{,}071\ A/1{,}4142 = 5\ A$
7. Finalmente, se continúa con el ajuste como se mencionó anteriormente para el otro amplificador.

Simulación del presente amplificador

La simulación realizada por medio del software más confiable en la actualidad, el Pspice, cumple todos los requisitos a excepción de la fcif, la cual es de aproximadamente 7 Hz. Esto se debe a que la red de realimentación negativa no es la misma para toda la banda de paso, dado que se debe compatibilizar en parte con la polarización de los amplificadores diferenciales de entrada en conjunción con la red β. El causante de esta situación es el capacitor C que se encuentra en la red de realimentación negativa (capacitor C = 220 uF).

Circuito final del amplificador de potencia Hi - Fi

FIGURA 67



Nota1: Factor de *damping* o amortiguamiento

El factor de *damping* es un parámetro de ponderación de la calidad de un amplificador. Este factor representa la cantidad de atenuación que presenta el amplificador a la energía reactiva del parlante (sobre todo en baja frecuencia). En otras palabras, cuando el amplificador excita el parlante, éste se mueve hacia adelante y hacia atrás, y como se trata de un sistema electromecánico que posee inercia, una vez finalizada la excitación por parte del amplificador, esta inercia hace que el cono del parlante se siga moviendo. Cuando esto sucede la bobina del parlante se desplaza por el imán (esto también ocurre durante la excitación del parlante), generándose una fem, la cual tiende a "volver" al amplificador, pero la misma sufre una atenuación para que no perjudique la señal que genera en ese instante el amplificador. Cuanto mayor es esta atenuación, menor la señal (Vres) que llega al amplificador. Lo óptimo sería que esta energía reactiva fuera nula. El circuito de la **Figura 67** representa lo expuesto anteriormente y también se considerará la resistencia que presenta el cable de conexión:

FIGURA 68

La tensión que llega al amplificador es:

$$Vres = Vreac \frac{Roaf}{Roaf + Rcable + R_L} = \frac{Roaf}{R_L \, [\, 1 + (Roaf + Rcable) / R_L]}$$

$$Vres = \frac{1 / Fd}{[1 + (Roaf + Rcable) / R_L]}$$

Como se puede apreciar, cuanto mayor es Fd, menor es Vres, por lo tanto, cuanto más grande es Fd, mejor es la calidad del amplificador. Es importante destacar que la Rcable incide a favor para la atenuación de Vres, pero incide en contra, pues disipa una pequeña potencia de señal que empeora el rendimiento del amplificador. El cable para la conexión de los parlantes al amplificador debe ser de muy buena calidad, en lo posible de la mayor cantidad de hilos. En la práctica es muy flexible.

Nota 2:

Si se desea cumplir con el factor de *damping* estipulado en el presente proyecto, se deberá utilizar en la etapa de salida un D'Arlington discreto con el agregado de dos resistores para disminuir la Rb1-T, ya que se debe obtener la menor Roaf. Se debe recordar que el Fd es igual a $\frac{R_L}{Roaf}$ y que:

$$Roaf = \frac{\{[(ri1 + Rb1 - T) / (1 + hFE1)] // (ro1)\} + 0.22\ \Omega}{D}$$